V. V. RUDAKOV



# MAȘINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE în sistemele automate

V. V. RUDAKOV

# MAŞINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE
## în sistemele automate

Traducere din limba rusă



EDITURA TEHNICĂ
Bucureşti — 1963

În carte sînt examinate amănunțit proprietățile mașinilor electrice amplificatoare (MEA) cu cîmp transversal în regimuri statice și dinamice. Sînt date de asemenea relațiile fundamentale pentru mașinile electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal.

Sînt prezentate schemele tip de utilizare a MEA în sistemele automate cu mașini electrice, atît ca amplificatoare de putere proporționale, cît și ca amplificatoare sumatoare.

Sînt descrise cazurile speciale de utilizare a MEA cu cîmp transversal ca amplificatoare-multiplicatoare în sistemele automate, în instalațiile de modelare dinamică și în instalațiile generatoare de curent alternativ.

Cartea este destinată inginerilor și cercetătorilor științifici care lucrează în domeniile proiectării, cercetării și exploatării sistemelor automate. De asemenea ea poate fi utilă studenților ce se specializează în acționări automatizate și în automatizarea proceselor industriale.


В. В. РУДАКОВ

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ
В СИСТЕМАХ АВТОМАТИКИ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ
Москва-Ленинград кв IV — 1961

# PREFAȚA

*Dintre direcțiile fundamentale și hotărîtoare de dezvoltare a tehnicii moderne fac parte mecanizarea și automatizarea instalațiilor tehnologice și a proceselor de producție. Elementele cele mai importante ale mașinilor și mecanismelor, care determină posibilitatea automatizării unor operații productive, sînt elementele de acționare.*

*În prezent răspîndirea cea mai largă au căpătat-o acționările electrice reglabile ale mașinilor și mecanismelor, ce permit transformarea energiei electrice în energie mecanică în mod optim și cu pierderi minime.*

*Introducerea pe scară largă a acționărilor automatizate și autoreglabile îmbunătățește în mod radical condițiile de producție, mărind eficacitatea și intensitatea producției, ușurînd concomitent munca omului.*

*Pentru realizarea cu precizie a proceselor tehnologice date, în sistemele de acționări electrice moderne se utilizează comanda pe bază de program, comanda cu ajutorul dispozitivelor de memorare și autoadaptare automată a acționărilor la regimul de lucru optim al mașinii.*

*Automatizarea comenzii și a reglajului acționărilor electrice se realizează cu ajutorul amplificatoarelor de putere, care comandă convertizoarele și motoarele acționărilor.*

*Din sistemele de automatizare a acționărilor electrice cu mașini electrice fac parte și sistemele cu mașini electrice amplificatoare de putere.*

*Datorită siguranței de funcționare ridicate, cît și deservirii simple, instalațiile de automatizare cu mașini electrice au căpătat o largă răspîndire aproape în toate ramurile productive.*

*În instalațiile acționărilor electrice automate, mașinile electrice amplificatoare au început să fie utilizate în al cincilea deceniu al secolului în curs. Primele amplificatoare de acest tip au apărut avînd la bază mașinile de curent continuu cu cîmp de excitație transversal.*

*Proprietățile de amplificare ale mașinilor cu cîmp de excitație transversal au fost realizate prin introducerea unei înfășurări de compensare străbătută de curentul de sarcină al mașinii.*

*Propunerea de a introduce înfășurarea de compensare în mașina cu cîmp transversal, elaborată de inginerul german E. Rosenberg în 1905, a fost aplicată pentru prima oară de inginerul sovietic L. Rașkovski în anul 1927. Această propunere, făcută pentru a îmbunătăți reglarea automată a tensiunii generatorului cu cîmp transversal, a determinat de fapt prima construcție a mașinii electrice amplificatoare. Însă atît mașina lui Rosenberg cît și mașina lui Rașkovski au fost proiectate și fabricate de către uzinele constructoare de mașini ca generatoare pentru menținerea automată a tensiunii constante la iluminarea trenurilor; acestea nu au contribuit la dezvoltarea sistemelor de acționare automate.*

*Primele mașini electrice amplificatoare cu cîmp de excitație transversal utilizate în scopul automatizării acționărilor electrice au fost elaborate în U.R.S.S. de către prof. A. G. Iosifian în anul 1940. Războiul a întîrziat dezvoltarea în Uniunea Sovietică a instalațiilor de automatizare cu mașini electrice. În perioada postbelică, aceste lucrări au fost conduse de academicienii V. S. Kulebakin și N. P. Kostenko, de profesorii A. G. Iosifian, V. K. Popov, M. I. Romanov, de candidații în științe tehnice F. I. Goriainov, K. M. Iakimenko, N. A. Monoszon, de inginerii I. S. Epștein și alții.*

*Paralel cu perfecționarea mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp de excitație transversal, în perioada postbelică, au fost propuse mașini electrice amplificatoare cu autoexcitație (cu cîmp longitudinal). Inițial amplificatoarele cu autoexcitație au fost utilizate pentru comanda excitației turbogeneratoarelor de mare putere. Mai tîrziu acestea au căpătat o largă răspîndire și în diferitele instalații de acționare electrică automatizate cu mașini electrice. În Uniunea Sovietică lucrările asupra mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal sînt conduse în prezent de prof. A. E. Alexeev, membru corespondent al Academiei de Științe a U.R.S.S., de candidații în științe tehnice F. I. Goriainov, B. N. Nornevski, V. F. Boiko, B. F. Tokarev, A. A. Vavilov, O. I. Zolotarev și alții.*

*Trebuie menționat că în afara tipurilor principale de amplificatoare arătate, diferite firme străine au propus în ultimii ani, plecînd în special din considerente de brevetare, o serie întreagă de variante de mașini electrice amplificatoare. Astfel, firma engleză Macfarlane Engineering din anul 1951 produce amplificatoare de tipul „Magnicon", firma americană Allis-Chalmers din*

*anul 1945 produce amplificatoare de tipul „Regulex", firma occidentală Siemens-Schuckert, fabrică din anul 1951 amplificatoare de tipul „Rapidin" etc.*

*În Uniunea Sovietică se fabrica în serie maşini electrice amplificatoare cu cîmp transversal. Pentru acţionările industriale este prevăzută seria unitară de amplificatoare de tipul ЭМУ, cu puteri de la 0,3—11 kW. Se prevede de asemenea creşterea puterilor acestei serii pînă la 60 kW *).*

*Maşini electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal sînt fabricate de industria electrotehnică sovietică numai la comandă.*

*Dezvoltarea producţiei de maşini amplificatoare a fost stimulată de lucrările ample pentru crearea sistemelor automate cu maşini electrice. În U.R.S.S. aceste lucrări au fost efectuate în instituţiile de cercetări ştiinţifice şi de proiectare, printre care trebuie menţionate trustul „Electroprivod", Institutul de cercetări ştiinţifice „Tiajpromelektroproekt", Institutul central de cercetări ştiinţifice pentru metalurgia feroasă, (ŢNIICERMET), Institutul electrotehnic unional Lenin, Institutul de cercetări ştiinţifice unional de electromecanică, (VNIIEM), Institutul experimental de cercetări ştiinţifice pentru construcţii de maşini (ENIMS) şi o serie de alte instituţii.*

*Un aport substanţial la dezvoltarea sistemelor de automatizare cu maşini electrice l-au adus acad. V. S. Kulebakin, prof. V. K. Popov, D. P. Morozov, A. T. Blajkin, A. V. Başarin, A. I. Lerner, A. V. Fateev, candidaţii în ştiinţe tehnice O. V. Slejanovski, E. L. Ettingher, E. A. Rosenmann, A. B. Celiustkin, V. I. Feighin, V. N. Arhanghelski şi alţii. Datorită lucrărilor savanţilor şi inginerilor sovietici, au fost create multe acţionări electrice de înaltă productivitate, pentru diferite ramuri ale economiei naţionale.*

*Maşinile electrice amplificatoare şi sistemele automate sînt larg studiate în literatura sovietică şi cea străină. Concomitent însă în literatură lipseşte o expunere sistematică a principiilor de funcţionare a amplificatoarelor în schemele tip de automatizare cu maşini electrice.*

*În cartea de faţă s-a făcut încercarea de a sistematiza descrierea proprietăţilor maşinilor electrice amplificatoare în scheme-tip de automatizare. În acest fel se precizează atît problemele teoriei funcţionării maşinilor electrice amplificatoare, cît şi problemele funcţionării schemelor tip de automatizare cu maşini electrice.*

*) În R.P.R. se construiesc maşini electrice amplificatoare. Pînă în prezent nu s-a elaborat o serie unitară. (Nota red. E. T.).

*Pentru cercetarea proceselor din mașinile electrice amplificatoare și instalațiile de automatizare cu mașini electrice, în carte s-a adoptat metoda schemelor funcționale echivalente, și a reprezentărilor grafico-analitice și metoda funcțiilor de transfer generalizate și a caracteristicilor logaritmice de frecvență. Aceste metode sînt foarte sugestive și au în prezent cea mai largă răspîndire în practica inginerească.*

*Schemele funcționale ce reprezintă imaginea grafică a sistemului, împărțit în elemente dinamice cu funcții de transfer tip, servesc la stabilirea și la cercetarea funcțiilor de transfer ale sistemelor în întregime fără rezolvarea ecuațiilor intermediare.*

*Transformarea schemelor funcționale care se efectuează pentru explicitarea funcției de transfer a sistemului, spre deosebire de transformările algebrice corespunzătoare ca rezolvarea analitică, arată clar atît direcția transformărilor, cît și corectitudinea ipotezelor simplificatoare. Cu ajutorul schemelor funcționale se pot avea în vedere foarte clar atît acțiunea diferită a reacțiilor permanente cît și condițiile inițiale diferite de zero la cercetarea sistemelor prin metoda divizării în intervale liniarizate. Utilizarea metodei schemelor funcționale a permis să se reducă în cartea de față diferitele scheme de utilizare a MEA la o combinare de elemente dinamice tip, avînd ca element principal MEA, sub formă de element oscilant de gradul doi, la funcționarea în gol a MEA. Această importantă generalizare, va fi foarte utilă inginerilor proiectanți la conceperea și la calculul instalațiilor de automatizare cu mașini electrice. Pe baza schemelor funcționale generalizate în carte se dezvoltă metoda construirii caracteristicilor statice ale sistemelor cu reacții permanente și se arată de asemenea determinarea caracteristicilor de frecvență generalizate pentru utilizarea metodei de frecvență la analiza proceselor tranzitorii în intervalele liniarizate.*

*Atenția principală este acordată în carte MEA cu cîmp transversal, deoarece MEA cu cîmp longitudinal nu a căpătat încă răspîndire în instalațiile de automatizare sovietice.*

*La alcătuirea diferitelor capitole ale cărții a fost utilizat un vast material publicat în literatura sovietică și în cea străină, cît și experiența personală a autorului în fabricarea mașinilor electrice amplificatoare și în cercetarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice.*

*Autorul este foarte recunoscător membrului corespondent al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., prof. D. A. Zavalişin, şi docenţilor I. A. Sabinin şi A. I. Zîkov pentru indicaţiile preţioase date la citirea manuscrisului, cît şi candidatului în ştiinţe tehnice S. A. Kovcin, pentru redactarea judicioasă a lucrării.*

*Autorul va fi recunoscător cititorilor pentru observaţiile critice pe care le vor face. Scrisorile cu sugestii, observaţii şi propuneri, rugăm a le trimite pe adresa : Leningrad D-41, Marsovopole nr. 1, L. O. Gosenergoizdat.*

*AUTORUL*

## NOTAŢII FOLOSITE

$A$ — pătura de curent a indusului, în A/cm,
$a$ — numărul de perechi de căi de curent ale înfăşurării indusului;
$B$ — inducţia magnetică în Gs;
$b_x$ — susceptanţa circuitului în 1/Ω;
$C_a$ — constanta maşinii;
$C_e$ — panta caracteristicii de mers în gol a maşinii electrice amplificatoare,
$C_1 = C_{em}\Phi$ — coeficientul tensiunii contraelectromotoare a motorului;
$C_{1MF}$ — coeficient de proporţionalitate între t.e.m. şi viteza maşinii de frînare;
$C_2 = C_{em}\Phi$ — coeficientul cuplului electromagnetic al motorului,
$C_{em} = 1{,}03\ C_{em}$ — coeficienţi determinaţi de parametrii constructivi ai motorului;
$C_{2MF}$ — coeficient de proporţionalitate dintre cuplul şi curentul din circuitul indusului maşinii de frînare,
$C'_e$ — valoarea echivalentă a pantei elementului avînd în vedere acţiunea reacţiilor rigide;
$C$ — capacitate electrică;
$D_a$ — diametrul pachetului indusului, în cm,
$D_k$ — diametrul colectorului, în cm;
$D_S$ — diametrul exterior al pachetului statorului, în cm,
$D$ — factor de calitate;
$E$ — t.e.m., în V;
$\Delta E_0$ — t.e.m. datorită magnetismului remanent, în V;
$E_n$ — valoarea nominală a t.e.m, în V;
$e_x$ — valoarea instantanee a t.e.m. în timpul proceselor tranzitorii sau în circuitele de curent alternativ,
$f(t)$ — funcţie independentă de timp;
$F(p)$ transformata Laplace a funcţiei independente de timp;
$F_x$ — tensiune magnetomotoare, în A;
$f$ — frecvenţa curentului alternativ, în Hz;
$GD^2$ — momentul de volant al acţionării (motorului şi maşinii) raportat la axul motorului, în $kgfm^2$;
$H$ — intensitatea cîmpului magnetic, în Oe,
$h_0$ — factorul de amortizare a procesului la elementul oscilant fără sarcină;

$h_r$ — idem, la elementul cu sarcină activă ;
$I_1$ — curentul în circuitul înfăşurării de comandă a MEA, în A ;
$I_2$ — curentul în circuitul transversal al MEA, în A ;
$I_3$ — curentul de sarcină al MEA, în A ;
$I_{kS}$ — curentul în circuitul înfăşurării de compensare a MEA, în A ;
$I_a$ — curentul în circuitul indusurilor sistemului G-M, în A ;
$I_x$ — curentul în circuitul de curent continuu, în A ,
$i_x$ — curentul în timpul procesului tranzitoriu sau curentul alternativ, în A ;
$I_D$ — curentul corespunzător componentei dinamice a cuplului motorului de curent continuu, în A ,
$J$ — momentul de inerţie al acţionării (motorului şi maşinii) raportat la axul motorului, în kgfm $s^2$ ,
$k_{xy}$ — coeficient constant de proporţionalitate dintre două mărimi variabile $x$ şi $y$ ;
$k_{e0}$ — factorul de amplificare al MEA la funcţionarea în gol ;
$k_{er}$ — factorul de amplificare al MEA la funcţionarea în sarcină activă ;
$k_{eL}$ — factorul de amplificare al MEA la funcţionarea în sarcină inductivă ,
$k_{21}$ — coeficientul reacţiei interne a curentului $I_2$ din circuitul transversal al MEA ;
$k_{31}$ — coeficientul reacţiei interne a curentului de sarcină $I_3$ al MEA ,
$k_e$ — factorul de amplificare de tensiune al elementului fără sarcină ;
$k_I$ — factorul de amplificare de curent al elementului la funcţionarea cu o sarcină cu parametri constanţi ;
$k_F$ — coeficientul de proporţionalitate dintre curentul de sarcină şi tensiunea magnetomotoare a amplificatorului magnetic ;
$k_{TI}$ - raportul de transformare al transformatorului în raport cu tensiunea primară ;
$k_{TII}$ - idem, în raport cu tensiunea secundară ,
$k_{\mu}$ — coeficientul permeabilităţii magnetice al circuitului magnetic ;
$L(\omega)$ — caracteristica logaritmică atenuare-frecvenţă a elementului sau sistemului ;
$L_1$ — inductanta proprie a înfăşurărilor de comandă ale MEA, în H ;
$L_{1\varepsilon}$ - inductanţa proprie totală echivalentă a circuitului echivalent de comandă al MEA, în H ;
$L_2$ - inductanţa proprie a înfăşurărilor circuitului transversal al MEA, în H ;

$L_a$ — inductanța proprie a înfășurării indusului MEA, în H;
$L_k$ — inductanța proprie a înfășurării de compensare a MEA, în H;
$L_S$ — inductanța proprie a sarcinii inductive, în H,
$l_a$ — lungimea pachetului indusului, în cm;
$l_S$ — lungimea pachetului statorului, în cm;
$l_x$ — lungimea porțiunii circuitului magnetic cu secțiune constantă, în cm;
$\lg X$ — logaritmul zecimal al mărimii $X$,
$\ln X$ — logaritmul natural al mărimii $X$,
$M_S$ — cuplul de sarcină la axul motorului, în kgfm;
$M_{xy}$ — inductanța mutuală dintre circuitele $x$ și $y$;
$N_a$ — numărul conductoarelor active ale înfășurării indusului;
$N$ — numărul miezurilor amplificatorului magnetic,
$n$ — viteza de rotație a axului mașinii, în rot/min;
$P(\omega)$ — caracteristica reală de frecvență a sistemului;
$p=\frac{d}{dt}$ — operatorul diferențial,
$p_i$ — rădăcinile ecuației caracteristice;
$p$ — numărul perechilor de poli ai mașinii electrice;
$Q(\omega)$ — caracteristica imaginară de frecvență a sistemului,
$q_x$ — conductanța circuitului, în 1/Ω;
$R_1$ — rezistența circuitului înfășurării de comandă a MEA;
$R_S$ — rezistență de sarcină;
$R_3$ — rezistența circuitului de sarcină al MEA, inclusiv rezistența interioară a MEA;
$R_a$ — rezistența circuitului indusurilor sistemului G-M;
$R_i$ — rezistența interioară a unui tub electronic;
$r_1$ — rezistența înfășurării de comandă a MEA;
$r_2$ — rezistența circuitului transversal al MEA;
$r_k$, $r_{ik}$ — rezistența înfășurării de compensare a MEA;
$r_s$ — rezistența reostatului ce suntează înfășurarea de compensare a MEA;
$S$ — secțiunea miezului circuitului magnetic, în cm²;
$S_x$ — panta caracteristicii amplificatorului, în V/A;
$S$ — abaterea relativă a vitezei față de viteza de mers în gol ideal, sau alunecare;
$T_1$ — constanta de timp a înfășurării de comandă a MEA, în s;
$T_{1\Sigma}$ — constanta de timp totală a circuitului echivalent al înfășurării de comandă a MEA, în s;
$T_e$ — constanta de timp a circuitului transversal al MEA, în s;
$T_k$ — constanta de timp a circuitului înfășurării de compensare a MEA, în s;

$T'_k$ — constanta de timp a necompensării dinamice a MEA, în s;

$T_s$ — constanta de timp a sarcinii inductive, în s,

$T_M$ — constanta de timp electromecanică a motorului și sarcinii, în s;

$T_I$, $T_{II}$ — constantele de timp ale circuitelor înfășurărilor ce au legătură de transformator, în s;

$t_k$ — pasul pe colector, în mm;

$t$ — timpul de desfășurare a procesului, în s;

$U$ — tensiunea continuă, în V,

$U_1$ — tensiunea de intrare sau tensiunea semnalului de referință, în V,

$U_r$ — tensiunea de reacție, în V;

$U_n$ — tensiunea nominală, în V;

$W(p)$ — funcție de transfer a elementului sau sistemului;

$W'(p)$ — funcția de transfer auxiliară pentru determinarea funcției de transfer a sistemului închis cu ajutorul nomogramelor;

$W(j\omega)$ — ecuația caracteristicii de frecvență a elementului sau sistemului;

$w$ — numărul de spire ale înfășurării;

$X(x)$ — reactanța elementului, în $\Omega$;

$x$ — mărime variabilă independenta;

$X(p)$ — transformata Laplace a funcției de perturbare a elementului sau sistemului;

$Y(p)$ — transformata Laplace a funcției caracteristice a elementului sau sistemului;

$y$ — mărimea variabilă examinată;

$Z_x$ — numărul de dinți al miezului indusului sau statorului mașinii electrice;

$z_x$ — impedanța circuitului, în $\Omega$;

$\alpha_p$ — coeficientul de acoperire a pasului polar al mașinii electrice;

$\alpha$ — coeficient de forțare a proceselor tranzitorii;

$\alpha_{(x)}$ — coeficientul reacției interne a amplificatorului de construcție dată,

$(\alpha+j\omega)$ — mărime variabilă complexă;

$\beta$ — coeficientul reacției rigide în funcție de tensiunea de ieșire a elementului sau sistemului;

$\gamma$ — coeficientul reacției rigide în funcție de curentul de sarcină al elementului sau sistemului,

$\Delta$ — determinantul principal al sistemului de ecuații;

$\Delta_k$ — determinantul afectat unei necunoscute a sistemului;

$\Delta x$ — creșterea mărimilor variabile;

$\Delta E$ — abaterea t.e.m a mașinii, în V;

$\Delta U_p$ — căderea de tensiune la periile mașinii electrice, în V;
$\delta$ — întrefierul dintre statorul și rotorul mașinii electrice sau în circuitul magnetic al transformatorului, în mm;
$\delta_y$ — supraregelarea în regim tranzitoriu a mărimii studiate;
$\delta$ — statismul sistemului de reglaj,
$\varepsilon$ — gradul de compensare a reacției longitudinale a indusului mașinii electrice amplificatoare,
$\eta$ — randamentul;
$L$ — simbolul transformării directe a lui Laplace;
$L^{-1}$ — simbolul transformării inverse a lui Laplace;
$\lambda$ — permeanța în direcția liniilor de forță ale cîmpului magnetic util, în H,
$\mu_r$ — panta caracteristicii tubului electronic sau a etajului amplificatorului electronic, în A/V,
$\mu_y$ — permeabilitatea magnetică a miezului amplificatorului magnetic, în V/A,
$\nu_0$ — frecvența proprie de oscilație a elementului la funcționarea fără sarcină, în 1/s;
$\nu_r$ — frecvența proprie de oscilație a elementului în sarcina activă, în 1/s;
$\xi$ — coeficientul permeanței specifice medii;
$\rho$ — rezistență relativă;
$\sigma_\mu$ — coeficientul de scăpări magnetice;
$\sigma$ — coeficientul de creștere a tensiunii în procesul dinamic al sistemului, în V/s;
$\tau$ — pasul polar, în cm;
$\Phi$ — fluxul magnetic de excitație al mașinii de curent continuu, în Mx;
$\varphi$ — fluxul magnetic relativ al mașinii,
$\varphi(\omega)$ — caracteristica logaritmică fază-frecvență a elementului sau sistemului;
$\omega$ — pulsația curentului alternativ sau viteza unghiulară de rotație a axului motorului, în rad/s

# I. GENERALITĂȚI ASUPRA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ AUTOMATIZATĂ CU MAȘINI ELECTRICE

## 1.1. Generalități și structura schemelor de acționare electrică automatizată cu mașini electrice

Sistemele moderne de acționare electrică automată reprezintă dispozitive electromecanice pentru realizarea automată a diferitelor regimuri ale organelor de execuție ale mașinilor, în conformitate cu cerințele tehnologice.

După structură, sistemele de acționare electrică automatizată fac parte din clasa sistemelor închise, care cuprind circuitele principale de forță ale acționării electrice și circuitele de comandă cu elementele de comandă (fig. 1.1.).

În circuitele principale ale acționării se efectuează transformarea energiei electrice în energia mecanică care asigură regimurile prescrise de mișcare ale utilajului tehnologic. Puterea mașinilor electrice din circuitele principale este determinată de sarcină și de regimul de lucru al utilajului. Eficacitatea circuitului principal este apreciată după randamentul acestuia.

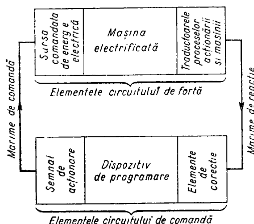



Fig 1-1. Schema funcțională a sistemelor de acționare electrică automate.

Circuitele de comandă sînt destinate pentru crearea și introducerea în circuitele principale a mărimii de comandă din semnalele de acționare și din informațiile asupra stării de mișcare a mașinii acționate. Caracteristicile elementelor circuitelor de comandă sînt stabilitatea și siguranța în funcționare.

Pentru asigurarea unui randament ridicat al circuitului principal, sistemele de acționare automată trebuie să conțină mașini

electrice cu o gamă largă de reglare a vitezei şi cu pierderi minime.

Pentru asigurarea siguranţei şi stabilităţii în circuitele de comandă, acestea trebuie alcătuite din elemente de putere mică, adică să se conecteze la circuitele principale prin amplificatoare de putere.

În funcţie de tipul amplificatoarelor de putere utilizate în sistemele de comandă, acţionările electrice automate se împart în grupe.

Din sistemele de acţionare electrică automatizată cu maşini electrice fac parte acele sisteme care conţin în circuitele de comandă maşini electrice amplificatoare de putere.

Structura sistemelor de acţionare electrică automatizată cu maşini electrice este determinată în general de tipul acţionării reglate. Pentru asigurarea unor posibilităţi largi de realizare a mărimilor de comandă, elementele de execuţie ale acţionărilor reglate trebuie să aibă o caracteristică de viteză liniară în funcţie de valoarea semnalului de intrare:

$$n = kU_i. \qquad (1.1)$$

Astfel de caracteristici pot fi obţinute la acţionările cu motoare de curent continuu cu excitaţie independentă variind tensiunea în circuitul indusului (fig. 1.2) şi la acţionările cu motoare electrice asincrone cu comandă prin frecvenţă (fig. 1.4).



Fig. 1-2. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitaţie independentă, la variaţia tensiunii din circuitul indusului.

Caracteristicile motorului de curent continuu pot fi descrise cu relaţia:

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} U_1 - \frac{r_a}{C_e C_m \Phi^2} M_S. \qquad (1.2)$$

Din relaţia (1.2) rezultă că nivelul vitezei motorului este determinat de tensiunea din circuitul indusului ($U_1$), iar prezenţa cuplului de sarcină ($M_S$) creează abaterea vitezei de la nivelul dat.

Abaterea vitezei motorului sub acţiunea cuplului de sarcină este considerată drept *eroarea sistemului de acţionare.* Această eroare poate fi apreciată după valoarea variaţiei relative a vitezei :

$$s_x = \frac{n_{ox}-n_{nx}}{n_{ox}} \cdot 100 \quad [\%].$$

Evident că cu cît este mai mare rigiditatea caracteristicilor mecanice ale motorului de acţionare, adică cu cît este mai mică valoarea variaţiei relative a vitezei, cu atît este mai mare precizia de funcţionare a acţionării.

Comanda motorului de curent continuu cu excitaţie independentă prin variaţia tensiunii din circuitul indusului se face cu ajutorul unei surse separate de tensiune reglabilă. Drept astfel de sursă se utilizează de obicei un generator de curent continuu sau un redresor ionic comandat.

Sistemul acţionării reglate cu motor de curent continuu cu excitaţie independentă şi cu generator separat, se numeşte prescurtat *sistemul* G-M *de curent continuu.*

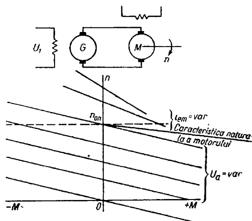


Fig. 1-3 Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitatie independentă functionînd în sistemul generator motor (G-M)

În fig. 1.3 sînt reprezentate caracteristicile mecanice ale sistemului G-M de curent continuu, care în cazul general sînt descrise de relaţia

$$n = \frac{k_g}{C_2 \Phi} U_1 - \frac{(r_{ag}+r_{am})}{C_e C_m \Phi^2} M_S. \qquad (1.3)$$

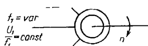
În sistemul G-M rigiditatea caracteristicilor mecanice ale motorului este suficient de mare cu toate că aceasta se micşorează suplimentar datorită căderii de tensiune din circuitul indusului generatorului. Prin urmare, sistemul G-M de curent continuu asigură proporţionalitatea dintre viteza motorului şi semnalul de excitaţie al generatorului şi reprezintă în prezent sistemul de bază cu ajutorul căruia se creează sistemele de acţionare electrică automatizată.

În fig. 1.4 sînt reprezentate caracteristicile mecanice ale motorului asincron în scurtcircuit, comandat prin frecvență.

Considerînd numai porțiunile de lucru ale caracteristicilor motorului se poate scrie pentru acestea următoarea relație:

$$n = \frac{60}{p} f_1 - 1{,}23 \cdot 10^3 \frac{r_2}{p^2} \cdot \frac{f_1^2}{U_1^2} M_S. \qquad (1.4)$$

În cazul cînd $U_1/f_1$ = constant, viteza de rotație a motorului asincron este determinată de frecvența tensiunii de alimentare minus scăderea vitezei datorită sarcinii.



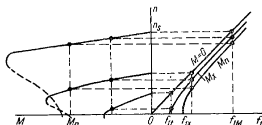




Fig. 1-4. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron comandat prin frecvență ($U_1/f_1$ = const).

Micșorarea vitezei motorului asincron datorită sarcinii, ca și la motorul de curent continuu, reprezintă eroarea acționării; aceasta este cu atît mai mică cu cît este mai mică alunecarea motorului sau cu cît este mai mare rigiditatea caracteristicilor sale:

$$s_x = \frac{n_{sx} - n_{nx}}{n_{sx}} 100 \quad [\%].$$

Comanda prin frecvență se face de obicei cu surse separate — generatoare sincrone sau asincrone cu frecvență variabilă. În prezent se fac încercări de a se utiliza în sistemele de mare putere cu comandă prin frecvență, generatoare compensate cu colector și convertizoare de frecvență ionice. Atît în sistemele de acționare cu generatoare sincrone sau asincrone (fig. 1.5, *a* și *b*), cît și în sistemele cu generator de curent alternativ compensat cu colector sau cu convertizor ionic (fig. 1.5, *c*), transformarea semnalului de comandă în tensiune de frecvență corespunzătoare se face prin intermediul sistemului auxiliar G-M de curent continuu.

Caracteristicile mecanice ale sistemului G-M de curent alternativ (fig. 1.6) au o rigiditate suficientă care garantează aceleași proprietăți înalte de lucru ale acționării de curent alternativ ca și la acționarea cu G-M de curent continuu.

Considerentele arătate permit ca la analizarea structurii acționărilor automatizate cu mașini electrice să se examineze numai sistemele de acționare cu schema G-M de curent continuu.

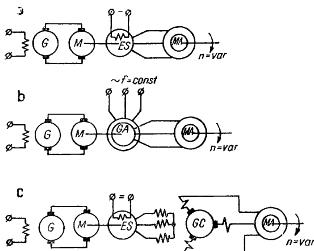



Fig. 1-5. Schemele acționărilor reglabile de curent alternativ comandate prin frecvență :

*a* — cu generator sincron ; *b* — cu generator asincron ; *c* — cu generator cu colector și cu excitatoare sincronă.

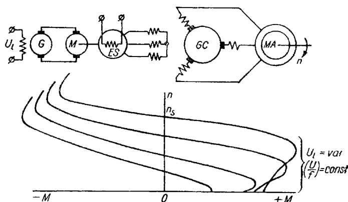



Fig. 1-6. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron în sistemul de acționare G-M de curent alternativ, comandat prin frecvență

Schema funcţională a sistemului de acţionare electrică automatizată cu maşini electrice poate fi reprezentată ca în fig. 1.7.

Cu ajutorul dispozitivului de programare DP operatorul prescrie regimul dorit de lucru al acţionării electrice. Mărimea de comandă necesară în funcţie de regimul de lucru prescris al acţionării este produsă în dispozitivul amplificator-funcţional DAF *). Corectarea şi adaptarea regimului de lucru al acţionării electrice şi a dispozitivului amplificator funcţional se face cu ajutorul circuitului elementului de control automat R-CA **).

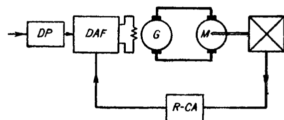


Fig. 1-7. Schema funcţională a sistemelor de acţionare electrică automată

Dispozitivul amplificator funcţional se execută atît separat cît şi împreună cu amplificatorul. Circuitele diferitelor reacţii asigură posibilităţi largi pentru formarea mărimilor de comandă necesare în dispozitivul amplificator funcţional.

Combinarea reacţiilor prin introducerea unor elemente neliniare creează cele mai largi posibilităţi pentru comanda automată a acţionării. De aceea, sistemele moderne de acţionare electrică automatizată cu maşini electrice se caracterizează de regulă, prin prezenţa unei combinaţii de reacţii :

*Maşinile electrice amplificatoare în sistemele automate cu maşini electrice se folosesc de obicei drept amplificatoare de putere simple sau sumatoare.*

În fig. 1.8 este reprezentată schema funcţională a sistemului de acţionare electrică automatizată cu amplificator sumator auxiliar. Regimul de funcţionare al acţionării electrice este prescris de operator prin intermediul dispozitivului de programare. Mărimea de comandă necesară în funcţie de mărimea de intrare pre-

*) Corespunde unui element format din contopirea regulatorului cu elementul de comparaţie conform STAS 6019-62. *N. red.* E. T.

**) Corespunde circuitului elementului de reacţie conform STAS 6019-62. *N. red* E. T.

scrisă, este prelucrată în amplificatorul sumator auxiliar sub influenţa sumei semnalelor de la circuitele de reacţie, care sînt astfel acordate încît acţionarea să asigure automat caracteristicile statice şi dinamice de mişcare prescrise ale utilajului.

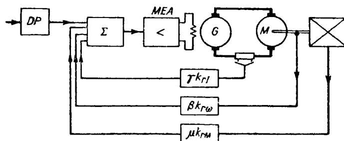



Fig. 1-8. Schema funcţională a sistemului de acţionare electrică automată cu amplificator sumator auxiliar

În fig. 1.9 este reprezentată schema funcţională a sistemului de acţionare electrică automatizată în care însumarea mărimilor de intrare şi de corecţie se face direct în circuitul de excitaţie al maşinii electrice amplificatoare de putere. Regimul de lucru al acţionării în această schemă ca şi în cea precedentă este prescris

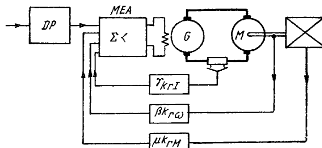



Fig. 1-9. Schema funcţională a sistemului de acţionare electrică automată cu maşina electrică amplificatoare de putere sumatoare

de operator prin intermediul dispozitivului de programare, iar mărimea de comandă necesară este produsă în însăşi maşina electrică amplificatoare de putere, în funcţie de suma reacţiilor circuitelor de corecţie.

## 1.2. Construirea caracteristicilor statice ale sistemelor automatizate cu maşini electrice

O particularitate a construirii caracteristicilor statice ale sistemelor de acţionare electrică automată o reprezintă necesitatea reprezentării grafice a caracteristicilor reacţiilor derivaţie şi serie cu acţiune permanentă sau limitată, avîndu-se în vedere saturaţiile şi histereza din maşini.

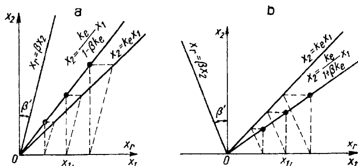



Fig. 1-10 Construcţia grafică a caracteristicilor elementului cu reacţie derivaţie pozitivă (2) şi negativă (*b*)

*Construcţia grafică în cazul unei reacţii simple derivaţie*, este reprezentată în fig. 1.10. Caracteristica reacţiei derivaţie este o linie dreaptă care se trasează pe graficul elementului (sau al grupei de elemente legate în serie) cuprins de reacţia dată, determinată de relaţia

$$x_r = \beta x_2, \tag{1.5}$$

în care $x_2 = k_e(x_1 \pm x_r)$.

Caracteristica rezultantă a elementului cu reacţie derivaţie se obţine ducînd linii paralele la caracteristica reacţiei, din punctele semnalelor de intrare $x_{1i}$ pînă la intersecţia cu curba caracteristicii naturale a elementului şi transportînd aceste puncte pe verticalele semnalelor date. În acest caz factorul de amplificare echivalent al elementului cu reacţie pozitivă creşte, iar al celui cu reacţie negativă se micşorează, conform următoarei expresii analitice al factorului de amplificare echivalent al elementului cu reacţie derivaţie :

$$k'_e = \frac{k_e}{1 \pm \beta k_e}.$$

Construcţia grafică a caracteristicii în cazul reacţiei serie simplă este reprezentată în fig. 1.11.

Construcţia se face pe diagrama curentului de sarcină al elementului în regim de scurtcircuit în funcţie de semnalul de in-

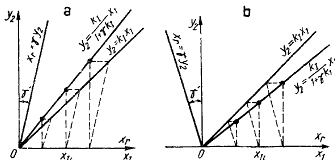



Fig. 1-11 Construcţia grafică a caracteristicilor elementului cu reacţie serie pozitivă (*a*) şi negativă (*b*).

trare. In sistemul de coordonate $y_2=f(x_1)$ al elementului, caracteristica reacţiei serie se obţine sub formă de linie dreaptă determinată de relaţia

$$x_r=\gamma y_2, \tag{1.6}$$

unde $y_2=k_I\,(x_1 \pm x_r)$.

Avînd în vedere acţiunea reacţiei de curent, caracteristica rezultantă de scurtcircuit a elementului se obţine ducînd paralele la caracteristica reacţiei de curent din punctele semnalelor de intrare $x_{1i}$ pînă la intersecţia cu caracteristica naturală de scurtcircuit a elementului şi transportînd ulterior punctele de intersecţie pe liniile verticale ale semnalelor date.

Factorul de amplificare de curent echivalent al elementului în cazul acţiunii reacţiei de curent se obţine sub forma:

$$k_I'=\frac{k_I}{1 \mp \gamma y_I}.$$

Luarea în considerare a acţiunii reacţiilor de curent la ridicarea caracteristicilor de lucru ale elementului sau ale sistemului se efectuează prin construirea triunghiului caracteristic. Acest triunghi dă posibilitatea de a evalua suma variaţiilor mărimii de ieşire a elementului în sarcină, datorită căderii interioare de tensiune şi datorită acţiunii reacţiei de curent.

Pentru determinarea triunghiului caracteristic pe graficul comun (fig. 1.12) se construiesc caracteristicile de mers în gol $x_2 = k_e x_1$ și de scurtcircuit $y_2 = k_f^* x_1$ ale elementului examinat. Apoi se determină valoarea scăderii mărimii $\Delta x_{2n}$ pentru sarcina nominală și pe caracteristica de mers în gol se determină punctul cu coordonatele $\Delta x_{2n}$; $x_{1e}$. Pe caracteristica de scurtcircuit pentru sarcina nominală se determină punctul cu coordonatele $y_{2n}$ ; $x_{1f}$. Unind între ele punctele ($\Delta x_{2n}$ ; $x_{1e}$), ($\Delta x_{2n}$, $x_{1f}$) și (0 ; $x_{1f}$), obținem triunghiul caracteristic $ABC$, în care cateta verticală $CB$ corespunde căderii de tensiune interioare din element la sarcina nominală, iar cateta $BA$ — variației semnalului de intrare datorită acțiunii reacției de curent, la curentul de sarcină nominal.

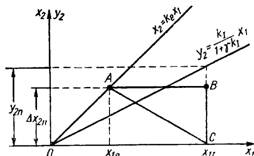


Fig. 1-12. Construcția triunghiului caracteristic pentru luarea în considerație a acțiunii reacției de curent.

Evident că dimensiunile triunghiului caracteristic la un coeficient de reacție constant, sînt determinate numai de valoarea curentului de sarcină, de aceea triunghiul caracteristic pentru orice curent de sarcină poate fi construit asemenea cu triunghiul nominal, prin modificarea proporțională a dimensiunilor laturilor sale.

*Construirea caracteristicii statice a elementului cu reacție serie simplă* se face așa cum se arată în fig. 1.13. Pe graficul comun se trasează caracteristica de mers în gol a elementului $x_2 = f_1(x_1)$ și linia mărimii de acționare $x_1 = f(x_2)$. Dacă elementul nu are reacții derivație, această linie este o dreaptă verticală. În cazul prezenței reacției derivație, linia mărimii de acționare va fi înclinată, panta acesteia fiind determinată de coeficientul de reacție derivație. Triunghiul caracteristic pentru mărimea de acționare dată se așază pe diagramă astfel încît vîrful său $A$ să se găsească pe caracteristica de mers în gol a elementului, iar vîrful $C$ — pe linia mărimii de acționare. Astfel, punctul de contact al vîrfului triunghiului caracteristic $C$ cu linia mărimii de acționare va determina valoarea coordonatei de ieșire $x_2$ pentru sarcina $y_2$ (dimensiunile date ale triunghiului) și pentru mărimea de acționare $x_1$. Variind proporțional dimensiunile triunghiului caracte-

ristic și deplasîndu-l pe acesta de-a lungul liniei mărimii de acționare, se determină punctele caracteristicii coordonatei de ieșire a elementului $x_2$ în funcție de $y_2$ pentru mărimea de acționare dată $x_1$.

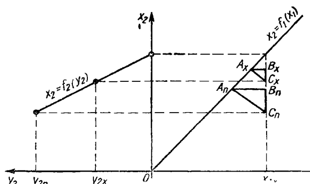



Fig. 1-13. Construcția caracteristicilor elementului cu reacție negativă de curent, cu mărime de acționare constantă la intrare și sarcină variabilă

*Construcția caracteristicii statice a elementului pentru o combinație de reacții simple — derivație și serie* — este reprezentată în fig. 1.14, *a*.

Relația dintre mărimi în acest caz este :

$$E_g=k_g(\alpha U_1 \pm \beta U_g \pm \gamma I_g),$$

unde $\alpha$ este coeficientul de forțare al mărimii de acționare;
$\beta$ — coeficientul reacției de tensiune a generatorului, raportat la înfășurarea pilot;
$\gamma$ — coeficientul reacției de curent de sarcină al generatorului, raportat la înfășurarea pilot.

Fiind dat coeficientul de forțare $\alpha$ se pot determina coeficienții reacțiilor derivație și serie în următorul mod.

Coeficientul reacției negative rigide derivație determină panta liniei reacției și poate fi calculat cu relația

$$\beta=\frac{(\alpha-1)\,U_{10}}{U_{g0}}. \tag{1.7}$$

Coeficientul reacției de curent $\gamma$ se determină din compararea triunghiurilor caracteristice, a celui natural și a celui obținut prin construcție.

In fig. 1.14, *b* este reprezentat triunghiul natural $(A_e\,B_e\,C_e)$ și cel necesar $(A_e B_{sc} C_{sc})$ ridicate pe graficul comun al caracte-

risticii de mers în gol și al celei de scurtcircuit ale generatorului în funcție de curentul de excitație.

Pentru obținerea triunghiului caracteristic necesar, caracteristica reacției de curent trebuie să treacă prin punctele $C_{sc}$ și $S$.

Fig. 1-14. Cazul general de construire a caracteristicilor elementului cu o reacție derivație și una serie :
*a* — construcția caracteristicii elementului , *b* — determinarea caracteristicii reacției de curent.

Dacă există reacție de curent căutată, caracteristica de scurtcircuit va trece prin punctele $O$ și $Q$ și va condiționa obținerea triunghiului caracteristic necesar.

Coeficientul $\gamma$, obținut în conformitate cu caracteristica reacției de curent determinată în acest mod, se determină cu relația

$$\gamma = \frac{U_{1r} - U_{1e}}{I_{gsc}}. \qquad (1.8)$$

Prin urmare, prin construirea caracteristicilor statice pot fi determinați toți coeficienții de reacție.

## 1.3. Stabilirea ecuaţiilor dinamicii pentru sistemele de acţionare automatizată cu maşini electrice

Caracteristicile dinamice ale sistemelor de acţionare electrică automată se stabilesc avînd în vedere parametrii dinamici ai elementelor.

Dintre parametrii dinamici ai elementelor acţionării automate fac parte constantele de timp electromagnetice ale circuitelor inductive, constantele de timp electrice ale circuitelor capacitive şi constantele de timp electromecanice ale circuitelor cu inerţie mecanică.

*Dacă presupunem că parametrii dinamici ai elementelor sistemelor de acţionare electrică automată sînt constanţi, aceste sisteme sînt descrise de ecuaţii diferenţiale liniare simple.*

Ecuaţiile proceselor tranzitorii ale acţionării electrice se determină prin eliminarea variabilelor intermediare din sistemul de ecuaţii diferenţiale liniare, ale circuitelor sale. Ca rezultat se obţine o ecuaţie diferenţială liniară de gradul $n$:

$$a_0x^n+a_1x^{n-1}+a_2x^{n-2}+\dots+a_{n-1}x+a_n=f(t). \qquad (1.9)$$

Soluţia unor astfel de ecuaţii se determină cu ajutorul substituţiei lui Euler, $x=e^{rt}$, ca sumă a soluţiilor ecuaţiei omogene şi a soluţiei particulare a ecuaţiei neomogene:

$$x(t)=C_1e^{r_1t}+C_2e^{r_2t}+\dots+C_ne^{r_nt}+X. \qquad (1.10)$$

În acest caz soluţiile particulare ale ecuaţiei omogene se determină cu ajutorul rădăcinilor ecuaţiei caracteristice:

$$a_0r^n+a_2r^{n-1}+\dots+a_{n-1}r+a_n=0,$$

iar constantele de integrare $C_1$, $C_2, \dots C_n$ — prin condiţiile iniţiale.

Pentru reducerea lucrărilor de studiu al proceselor dinamice în sistemele complexe de acţionare automate, lucrări legate de necesitatea rezolvării ecuaţiilor diferenţiale de grade superioare, în prezent se foloseşte pe scară largă metoda calculului operaţional şi cea a caracteristicilor de frecvenţă.

*În cazul utilizării metodei calculului operaţional se foloseşte transformarea funcţională a lui Laplace cu ajutorul căreia*

*variabilele date în funcţie de timp, sînt înlocuite cu transformatele corespunzătoare :*

$$\mathfrak{L}[f(t)]=\int_0^\infty f(t)\,\mathrm{e}^{-pt}\,\mathrm{d}t=F(p), \qquad (1.11)$$

unde

$$p=\alpha+\mathrm{j}\omega.$$

O astfel de transformare permite înlocuirea operaţiei de diferenţiere şi integrare, cu operaţiile de înmulţire şi împărţire prin operatorul $p$, adică permite algebrizarea ecuaţiilor diferenţiale.

Dacă condiţiile iniţiale sînt nule iar perturbaţia variază în treaptă unitară, transformatele derivatei şi integralei pot fi scrise sub forma următoare

$$\mathfrak{L}\left[\frac{\mathrm{d}^n x}{\mathrm{d}t^n}\right]=p^n X(p); \qquad (1.12)$$

$$\mathfrak{L}\left[\int x(t)\,\mathrm{d}t\right]=\frac{X(p)}{p}, \qquad (1.13)$$

adică derivata de ordinul $n$ se înlocuieşte prin înmulţirea transformatei $X(p)$ cu operatorul $p$ la acea putere, iar integrala se înlocuieşte printr-o fracţie avînd la numărător transformata $X(p)$, iar la numitor operatorul $p$.

Astfel, cu ajutorul transformării Laplace ecuaţia diferenţială dată a sistemului poate fi transformată într-o ecuaţie operaţională algebrică.

$$\mathfrak{L}\left[a_0\frac{\mathrm{d}_n x}{\mathrm{d}t^n}+a_1\frac{\mathrm{d}^{n-1} x}{\mathrm{d}t^{n-1}}+\ldots+a_{n-1}\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}+a_n x\right]=\mathfrak{L}[f(t)],$$

sau

$$[a_0 p^n+a_1 p^{n-1}+\ldots+a_{n-1}p+a_n]\,X=\mathfrak{L}f(t), \qquad (1.14)$$

*Scriind ecuaţiile diferitelor circuite elemente ale acţionării electrice automatizate sub formă operaţională, determinarea ecuaţiei generale a sistemului se reduce la rezolvarea a n ecuaţii algebrice cu m necunoscute, care la rîndul ei, poate fi mult simplificată folosind metoda determinanţilor.*

În cazul cînd există $n$ ecuaţii algebrice cu $m$ necunoscute

$$A_1(p)X_1+B_1(p)X_2+\ldots+M_1(p)X_m=F_1(p);$$
$$A_2(p)X_1+B_2(p)X_2+\ldots+M_2(p)X_m=F_2(p);$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$A_n(p)X_1+B_n(p)X_2+\ldots+M_n(p)X_m=F_n(p).$$

Ecuația în raport cu una dintre variabile care ne interesează se obține sub formă de raport dintre determinantul afectat acelei necunoscute și determinantul principal al sistemului.

$$X_m(p)=\frac{\Delta_m}{\Delta}=\frac{\begin{vmatrix} A_1(p)\,B_1(p)\ldots F_1(p)\\ A_2(p)\,B_2(p)\ldots F_2(p)\\ \ldots\ldots\ldots\\ A_n(p)\,B_n(p)\ldots F_n(p)\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1(p)\,B_1(p)\ldots M_1(p)\\ A_2(p)\,B_2(p)\ldots M_2(p)\\ \ldots\ldots\ldots\\ A_n(p)\,B_n(p)\ldots M_n(p)\end{vmatrix}}. \qquad (1.15)$$

Determinantul corespunzător necunoscutei $\Delta_m$ se obține din determinantul principal prin înlocuirea coloanei a $m$-a, compusă din coeficienții necunoscuți căutate $X_m$, cu coloana compusă din părțile din dreapta ale ecuațiilor inițiale.

*Procesul de stabilire a ecuațiilor operaționale ale sistemului se poate simplifica și mai mult dacă în loc de ecuațiile elementelor se folosesc funcțiile de transfer ale acestor elemente și schemele funcționale ale sistemelor.* Dacă condițiile inițiale sînt nule, prin funcție de transfer se înțelege raportul

$$W(p)=\frac{\mathfrak{L}f(t)}{A(p)}. \qquad (1.16)$$

Sub această formă, fiecare element al sistemului de acționare electrică automată poate fi reprezentat pe schema funcțională printr-un anumit cuadripol cu un factor de amplificare constant și o funcție de transfer determinată de caracteristicile dinamice ale elementului (fig. 1.15).

Deoarece toate ecuațiile care descriu sistemul închis de acționare electrică automată sînt legate între ele, și schema funcțională a unui astfel de sistem va avea forma unui circuit închis (fig. 1.16). Dacă există reacții de diferite tipuri, schema funcțională a sistemului are mai multe circuite și în cazul general ea poate avea mai multe circuite cu legături încrucișate.

Mai menționăm faptul că elementele care au mai multe grade de libertate în schema funcțională sînt reprezentate prin mai multe elemente.

Funcția de transfer a sistemului de acționare electrică automată se determină după schema funcțională prin transformări

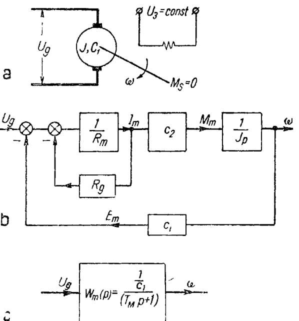



Fig. 1-15. Reprezentarea elementului sistemului de acționare automată printr-un cvadripol echivalent:

*a* — schema electrică a elementului (motorul acționării); *b* — schema funcțională a elementului; *c* — elementul echivalent cu funcția de transfer $W_m(p)$

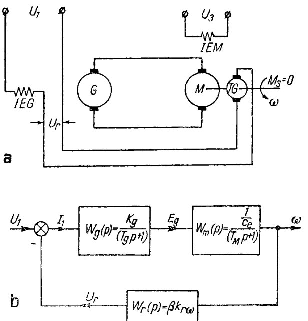



Fig. 1-16. Construirea schemei electrice (*a*) și a schemei funcționale (*b*) a acționării automate

de structură. Deoarece funcțiile de transfer ale elementelor caracterizează admitanța lor operațională, transformarea schemelor funcționale se face după regulile analoge cu regulile pentru rețelele electrice cu mai multe circuite.

Astfel, funcția de transfer a două elemente legate în serie se determină cu formula

$$W(p)=W_1(p)W_2(p). \qquad (1.17)$$

Dacă două elemente sînt legate în paralel funcția de transfer se obține cu formula

$$W_{II}(p)=W_1(p)+W_2(p). \qquad (1.18)$$

Dacă un element (sau mai multe) este cuprins de o reacție, funcția de transfer se obține sub forma :

$$W_{III}(p)=\frac{W_1(p)}{1\pm W_1(p)\,W_r(p)}; \qquad (1.19)$$

în această formulă semnul plus se referă la reacția negativă iar semnul minus — la reacția pozitivă.

Pentru celelalte cazuri regulile de transformare a schemelor funcționale ale acționărilor electrice sînt indicate în tabela 1.1.

Schemele funcționale sînt sugestive, fiind comode nu numai pentru analiza ci și pentru sinteza sistemelor de acționare electrică automată și se utilizează astăzi pe o scară largă la studiul sistemelor de automatizare cu mașini electrice.

*Determinarea proceselor tranzitorii în sistemele de acționare electrică automată se face de obicei fie cu ajutorul ecuațiilor operaționale ale sistemului, fie cu ajutorul caracteristicilor de frecvență ale acestuia.*

Deducerea ecuațiilor proceselor tranzitorii din ecuațiile operaționale simplifică calculele în comparație cu rezolvarea clasică a ecuațiilor diferențiale, datorită simplificării determinării constantelor de integrare.

*Deducerea funcției din ecuația operațională se face cu ajutorul transformării inverse a lui Laplace :*

$$x(t)=\frac{1}{2\pi j}\int_{a-j\infty}^{a+j\infty}X(p)\,e^{pt}\,dp. \qquad (1.20)$$

La deducerea funcției descrise de o ecuație operațională complexă, aceasta se descompune în factori simpli, ale căror transformate inverse sînt cunoscute.

Originalele unor transformate sînt indicate în tabela 1.2.

*Tabela 1-I*

| Regula | Circuitul iniţial | Circuitul echivalent |
|---|---|---|
| Intervertirea punctelor de însumare | $x$, $x+y$, $x+y+z$, $y$, $z$ | $x$, $x+z$, $x+y+z$, $z$, $y$ |
| Intervertirea punctelor de priză | $x$, $W_1$, $y$, $W_2$, $z$, $y$, $y$ | $x$, $W_1$, $y$, $W_2$, $z$, $y$, $y$ |
| Deplasarea punctului de însumare de la intrarea elementului la ieşirea acestuia | $x$, $x+y$, $W_1$, $z$, $y$ | $x$, $W_1$, $z$, $W_1$, $y$ |
| Deplasarea punctului de însumare de la ieşirea elementului la intrarea acestuia | $x$, $W_1$, $y$, $V=y+z$, $z$ | $x$, $W_1$, $V$, $z$, $\frac{1}{W_1}$ |
| Deplasarea punctului de priză de la intrarea elementului la ieşirea acestuia | $x$, $W_1$, $y$, $x$ | $x$, $W_1$, $y$, $\frac{1}{W_1}$, $x$ |
| Deplasarea punctului de priză de la ieşirea elementului la intrarea acestuia | $x$, $W_1$, $y$, $y$, $y$ | $x$, $W_1$, $y$, $W_1$, $y$ |
| Contopirea cîtorva elemente într-un singur element | $x$, $W_1$, $W_2$, $y$ | $x$, $W_1 W_2$, $y$ |
| Eliminarea legăturii în paralel | $x$, $W_1$, $y$, $V=y+z$, $W_2$, $z$ | $x$, $W_1+W_2$, $V$ |
| Eliminarea reacţiei unitare | $x$, $y$, $-W_1$, $z$, $-1$, $z$ | $x$, $\frac{W_1}{1+W_1}$, $z$ |
| Eliminarea reacţiei neunitare | $x$, $y$, $W_1$, $z$, $-W_2$, $z$ | $x$, $\frac{W_1}{1+W_1 W_2}$, $z$ |

*Tabela 1-2*

**Funcțiile și transformatele lor**

| Nr. crt. | $F(p)$ | $f(t)$ la $t \geqslant 0$ |
|---|---|---|
| 1 | $\frac{1}{(p+a)(p+\gamma)}$ | $\frac{e^{-at}-e^{-\gamma t}}{\gamma-a}$ |
| 2 | $\frac{p+a_0}{p(p+a)(p+\gamma)}$ | $\frac{a_0}{a\gamma}+\frac{a_0-a}{a(a-\gamma)}e^{-at}+\frac{a_0-\gamma}{\gamma(\gamma-a)}e^{-\gamma t}$ |
| 3 | $\frac{p+a_0}{p(p^2+\beta^2)}$ | $\frac{a_0}{\beta^2}-\frac{1}{\beta^2}\sqrt{a_0^2+\beta^2}\cos(\beta t+\psi)$, unde $\psi=\operatorname{arc\,tg}\frac{\beta}{a_0}$ |
| 4 | $\frac{1}{(p+a)^2+\beta^2}$ | $\frac{1}{\beta}e^{-at}\sin\beta t$ |
| 5 | $\frac{p+a_0}{(p+a)^2+\beta^2}$ | $\frac{1}{\beta}\sqrt{(a_0-a)^2+\beta^2}\,e^{-at}\sin(\beta t+\psi)$, unde $\psi=\operatorname{arc\,tg}\frac{\beta}{a_0-a}$ |
| 6 | $\frac{1}{p[(p+a)^2+\beta^2]}$ | $\frac{1}{\beta_0^2}+\frac{1}{\beta_0\beta}\times e^{-at}\sin(\beta t-\psi)$, unde $\psi=\operatorname{arc\,tg}\frac{\beta}{-a}$; $\beta_0^2=a^2+\beta^2$ |
| 7 | $\frac{p+a_0}{p[(p+a)^2+\beta^2]}$ | $\frac{a_0}{\beta_0^2}+\frac{1}{\beta\beta_0}\sqrt{(a_0-a)^2+\beta^2}\times e^{-at}\sin(\beta t+\psi)$, unde $\psi=\operatorname{arc\,tg}\frac{\beta}{a_0-a}-\operatorname{arc\,tg}\frac{\beta}{-a}$; $\beta_0^2=a^2+\beta^2$ |

*Tabela 1-2* (continuare)

| Nr. crt. | $F(p)$ | $f(t)$ la $t \geqslant 0$ |
|---|---|---|
| 8 | $\frac{1}{(p+\gamma)[(p+a)^2+\beta^2]}$ | $\frac{e^{-\gamma t}}{(\gamma-a)^2+\beta^2}+\frac{1}{\beta\sqrt{(\gamma-a)^2+\beta^2}}e^{-at}\sin(\beta t-\psi)$, unde $\psi = \text{arc tg}\frac{\beta}{\gamma-a}$ |
| 9 | $\frac{1}{p(p+\gamma)[(p+a)^2+\beta^2]}$ | $\frac{1}{\gamma\beta^2}-\frac{1}{\gamma[(a-\gamma)^2+\beta^2]}e^{-\gamma t}+$ $+\frac{1}{\beta\beta_0\sqrt{(\gamma-\alpha)^2+\beta^2}}e^{-at}\sin(\beta t-\psi)$, unde $\psi = \text{arc tg}\frac{\beta}{-a}+\text{arc tg}\frac{\beta}{\gamma-a}$; $\beta_0^2 = a^2+\beta^2$ |
| 10 | $\frac{p+a_0}{p(p+\gamma)[(p+a)^2+\beta^2]}$ | $\frac{a_0}{\gamma\beta_0^2}+\frac{\gamma-a_0}{\gamma[(a-\gamma)^2+\beta^2]}e^{-\gamma t}+$ $+\frac{1}{\beta\beta_0}\sqrt{\frac{(a_0-a)^2+\beta^2}{(\gamma-a)^2+\beta^2}}e^{-at}\times\sin(\beta t+\psi)$, unde $\psi = \text{arc tg}\frac{\beta}{a_0-a}-\text{arc tg}\frac{\beta}{\gamma-a}-$ $-\text{arc tg}\frac{\beta}{-a}$; $\beta_0^2 = a^2+\beta^2$ |

Descompunerea unei expresii operaționale complexe în factori simpli se efectuează în modul următor. Presupunînd că transformata $X(p)$ a funcției căutate are forma unei fracții raționale, la numitorul căreia se află ecuația caracteristică fără rădăcini nule și multiple, se poate scrie această transformată sub forma unei sume de fracții simple:

$$X(p)=\frac{B(p)}{A(p)}=\sum_{i=1}^{n}\frac{C_i}{p-p_i}, \tag{1.21}$$

unde $p_i$ sînt rădăcinile polinomului caracteristic de gradul $n$;
$C_i$ — coeficienții constanți.

Coeficienţii necunoscuţi $C_i$ se determină înmulţind ambele părţi ale egalităţii obţinute cu binomul $(p-p_i)$ şi înlăturînd nedeterminarea pentru cazul cînd $p$ tinde către $p_i$:

$$\lim_{p \to p_i}(p-p_i)\frac{B(p)}{A(p)}=C_i=\frac{B(p_i)}{A'(p_i)}. \qquad (1.22)$$

Astfel, originala funcţiei fără rădăcini nule şi multiple în polinomul caracteristic al transformatei acesteia, se determină cu expresia

$$x(t)=\sum_{i=1}^{n}\frac{B(p_i)}{A'(p_i)}e^{p_i t}. \qquad (1.23)$$

Dacă există o rădăcină nulă în polinomul caracteristic al transformatei funcţiei, originala funcţiei se determină cu formula :

$$x(t)=\frac{B(0)}{A(0)}+\sum_{i=1}^{n}\frac{B(p_i)}{p_i A'(p_i)}e^{p_i t}. \qquad (1.24)$$

Dacă există rădăcini multiple şi o rădăcină nulă în polinomul caracteristic al transformatei funcţiei, originala se determină cu următoarea expresie

$$x(t)=\frac{B(0)}{A(0)}+\sum_{i=1}^{k}\sum_{q=1}^{m}\frac{C_i^{(m_i-q)}(p_i)\,t^{(q-1)}}{(m_i-q)!\,(q-1)!}e^{p_i t}, \qquad (1.25)$$

unde $p_1, p_2 \ldots p_k$ sînt rădăcinile ecuaţiei $A(p)=0$ cu multiplicităţile $m_1, m_2 \ldots m_l$. În acest caz numărul total al rădăcinilor este

$$n=\sum_{i=1}^{k} m_i; \quad C_i(p_i)=\frac{B(p_i)}{A^{m_i}(p_i)}m_i!$$

În sfîrşit, dacă există rădăcini complexe conjugate în polinomul caracteristic al transformatei funcţiei, originala acesteia pentru cazul rădăcinilor pur imaginare se obţine sub forma

$$X(p)=\frac{B(p)}{(p^2+\omega_1^2)\,A_2(p)};$$

$$x(t)=Im\left|\frac{B(j\omega_1)}{\omega_1 A_2(j\omega_1)}e^{j\omega_1 t}\right|+\sum_{k=3}^{q}\frac{B(p_k)}{(p_k^2+\omega_1^2)\,A_2'(p_k)}e^{p_k t} \qquad (1.26)$$

iar în cazul rădăcinilor complexe conjugate

$$X(p)=\frac{B(p)}{[(p+\alpha)^2+\beta^2]\,A_2(p)};$$

$$x(t)=Im\left|\frac{B(-\alpha+j\beta)}{(-\alpha+j\beta)\,A_2(-\alpha+j\beta)}e^{(-\alpha+j\beta)t}\right|+\sum_{k=3}^{q}\frac{B(p_k)\,e^{p_k t}}{[(p+\alpha)^2+\beta^2]\,A_2'(p_k)}. \tag{1.27}$$

*Determinarea proceselor tranzitorii în sistemul de acționare electrică automată, după caracteristicile de frecvență ale acestuia se efectuează de obicei fără determinarea prealabilă a funcției de transfer a sistemului.*

După cum se știe, se numesc caracteristici atenuare-fază-frecvență ale elementelor sau ale circuitelor, valorile particulare ale funcțiilor de transfer ale acestora, pentru $p=j\omega$:

$$W(j\omega)=\frac{\int_0^\infty x_{ie}(t)\,e^{-j\omega t}\,dt}{\int_0^\infty x_{in}(t)\,e^{-j\omega t}\,dt},$$

sau

$$W(j\omega)=\frac{x_{ie}(j\omega)}{x_{in}(j\omega)}=k(\omega)\,e^{-j\varphi(\omega)}. \tag{1.28}$$

Caracteristicile atenuare-fază pot fi obținute ușor cu ajutorul parametrilor elementelor, sau pot fi ridicate experimental. Această ultimă împrejurare este foarte importantă deoarece dă posibilitatea de a analiza suplimentar proprietățile diferitelor elemente și circuite ale sistemului după caracteristicile de frecvență experimentale ale acestora.

Pentru determinarea caracteristicilor de frecvență ale sistemului de acționare cu schemă funcțională dată se folosesc de obicei *caracteristicile logaritmice de frecvență* ale elementelor

$$\ln W_x(j\omega)=\ln k_x(\omega)-j\varphi_x(\omega). \tag{1.29}$$

Caracteristicile logaritmice de frecvență sînt deosebit de comode prin aceea că la utilizarea lor operațiile de înmulțire a caracteristicilor verigilor legate în serie se înlocuiesc cu operații de însumare:

$$\ln[W_1(j\omega)\,W_2(j\omega)\ldots W_n(j\omega)]=\sum_{i=1}^{n}\ln k_i(\omega)-j\sum_{i=1}^{n}\varphi_i(\omega).$$

Dacă se folosesc caracteristicile logaritmice de frecvenţă, caracteristica atenuare-fază-frecvenţă a sistemului este înlocuită prin două caracteristici: cu *caracteristica logaritmică atenuare-frecvenţă* (CLA) şi *caracteristica logaritmică fază-frecvenţă* (CLF).

Deoarece CLA se exprimă de obicei în decibeli, valorile ordonatelor caracteristicii atenuare-frecvenţă se înmulţesc cu 20.

Astfel, CLA a unui lanţ de elemente ale sistemului legate în serie se determină ca suma CLA ale elementelor separate:

$$L(\omega) = 20 \sum_{i=1}^{n} \lg k_i(\omega), \tag{1.30}$$

iar CLF a unui lanţ de elemente legate în serie se determină ca suma CLF ale elementelor:

$$\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^{n} \varphi_i(\omega). \tag{1.31}$$

CLA şi CLF ale lanţului de elemente cuprinse de o reacţie se determină cu ajutorul unor nomograme standardizate, pe care, după valorile CLA şi CLF ale elementelor înseriate în circuitul principal şi ale elementelor din circuitul de reacţie se determină CLA si CLF ale acestui circuit în stare închisă.

Dacă

$$W(j\omega) = \frac{W_x(j\omega)}{1 + W_x(j\omega)\, W_r(j\omega)} = W_x(j\omega)\, \Phi(j\omega). \tag{1.32}$$

atunci

$$\Phi(j\omega) = \frac{W'(j\omega)}{1 + W'(j\omega)} \quad \text{unde} \quad W'(j\omega) = \frac{1}{W_x(j\omega)\, W_r(j\omega)}.$$

În fig. 1.17 este reprezentată nomograma pentru determinarea CLA şi CLF ale circuitului elementelor în stare închisă din CLA si CLF ale aceluiaşi circuit în stare deschisă.

Folosind metodele amintite pentru determinarea caracteristicilor logaritmice de frecvenţă ale circuitelor din CLA şi CLF ale elementelor, se pot determina caracteristicile analoge ale sistemului de acţionare electrică automată din schema funcţională a acestuia, după cum urmează. În primul rînd, se construieşte schema funcţională exactă a sistemului dat de acţionare electrică automatizată. Apoi se transformă structura schemei astfel încît aceasta să nu aibă reacţii încrucişate. În sfîrşit, din schema funcţională transformată, cît şi din CLA şi CLF ale diferitelor

elemente, se determină CLA și CLF ale sistemului de acționare electrică automată examinat.

*Pentru determinarea proceselor tranzitorii ale acționării electrice automate cu ajutorul* CLA *și* CLF *se folosește pe scară largă metoda caracteristicilor reale de frecvență tip.*

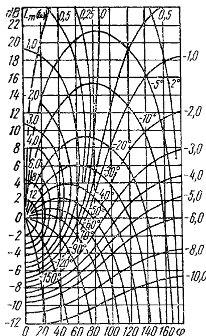


Fig. 1-17 Nomograma pentru determinarea caracteristicilor logaritmice de frecvență ale sistemului închis după caracteristicile logaritmice de frecvență ale sistemului deschis.

Descompunînd expresia caracteristicii complexe de frecvență în partea reală și partea imaginară,

$$W(j\omega)=P(\omega)+jQ(\omega) \qquad (1.33)$$

se obțin expresiile caracteristicilor reale și imaginare de frecvență ale sistemului:

$$P(\omega)=|k(\omega)|\cos\varphi(\omega); \qquad (1.34)$$

$$Q(\omega)=|k(\omega)|\sin\varphi(\omega). \qquad (1.35)$$

Procesele tranzitorii din sistem, cînd există caracteristicile reală și imaginară de frecvență se determină cu următoarele relații:

— pentru cazul mărimii de intrare în salt unitar ($t>0$)

$$x(t)=\frac{2}{\pi}\int_0^\infty P(\omega)\frac{\sin t\omega}{\omega}\,d\omega; \qquad (1.36)$$

— pentru cazul mărimii de intrare sinusoidale $[f(t)=\sin\omega_a t]$

$$x(t)=-\frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{\omega Q(\omega_a)-\omega_a Q(\omega)}{\omega_a(\omega^2-\omega_a^2)}\sin t\omega\,d\omega. \qquad (1.37)$$

Metoda determinării proceselor tranzitorii în sistem după caracteristicile reală și imaginară de frecvență constă în aceea că caracteristicile reale se înlocuiesc cu caracteristici de frecvență aproximative compuse din cîteva caracteristici de frecvență tip, care determină componentele procesului tranzitoriu din sistem.

Deoarece în marea majoritate a cazurilor sistemele de acționare electrică se analizează în cazul funcționării la mărime de

intrare în salt unitar, în practica calculelor aproximative ale proceselor tranzitorii se folosesc în special caracteristicile reale de frecvenţă.

Înlocuind caracteristica reală de frecvenţă a sistemului de acţionare electrică cu cea aproximată compusă din caracteristici trapezoidale tip, procesul tranzitoriu din sistemul de acţionare se obţine ca o sumă a diferitelor componente, conform caracteristicii reale de frecvenţă aproximate.

$$x(t)=\sum_{i=1}^{n} p_{io}\, h_{pi}(t), \qquad (1.38)$$

unde

$$h_{pi}(t)=\frac{2}{\pi}\left\{\mathrm{si}\,(\chi t)+\frac{1}{1-\chi}\left[\mathrm{si}\,(t)-\mathrm{si}\,(\chi t)+\frac{\cos t-\cos \chi t}{t}\right]\right\}.$$

In calitate de caracteristici tip se folosesc caracteristicile reale de frecvenţă trapezoidale sau triunghiulare (fig. 1.18).

Procesele tranzitorii pentru caracteristicile reale tip se determină pentru factorul de amplificare unitar ($P_{io}=1$) după tabele speciale ale funcţiei $h$ (tabela 1.3).

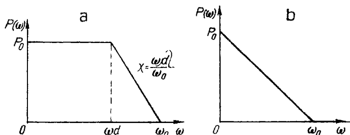



Fig. 1-18 Caracteristicile reale de frecvenţă tip trapezoidale (*a*) şi triunghiulare (*b*).

Pentru caracteristicile trapezoidale se determină mai întîi aşa-zisul coeficient unghiular

$$\chi=\frac{\omega_d}{\omega_0}. \qquad (1.39)$$

Pentru obţinerea procesului căutat ordonatele răspunsului unitar se înmulţesc cu factorii de amplificare corespunzători, ($P_{io}$) iar timpul se măreşte în proporţie $1/\omega_0$, adică

$$\Delta t_i=\Delta t\frac{h}{\omega_0}. \qquad (1.40)$$

| $\chi$ / $t$ | 0,0 | 0,0 | 0,10 | 0,15 | 0,20 | 0,25 | 0,30 | 0,35 | 0,40 | 0,45 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,0 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 |
| 0,5 | 0,138 | 0,165 | 0,176 | 0,184 | 0,192 | 0,199 | 0,207 | 0,215 | 0,223 | 0,231 |
| 1,0 | 0,310 | 0,301 | 0,340 | 0,356 | 0,371 | 0,386 | 0,401 | 0,417 | 0,432 | 0,447 |
| 1,5 | 0,449 | 0,469 | 0,494 | 0,516 | 0,538 | 0,560 | 0,594 | 0,603 | 0,617 | 0,646 |
| 2,0 | 0,572 | 0,597 | 0,628 | 0,655 | 0,683 | 0,709 | 0,681 | 0,761 | 0,786 | 0,810 |
| 2,5 | 0,674 | 0,705 | 0,797 | 0,833 | 0,867 | 0,833 | 0,839 | 0,891 | 0,938 | 0,943 |
| 3,0 | 0,755 | 0,790 | 0,828 | 0,863 | 0,896 | 0,928 | 0,958 | 0,987 | 1,013 | 1,038 |
| 3,5 | 0,783 | 0,853 | 0,892 | 0,928 | 0,963 | 0,994 | 1,024 | 1,050 | 1,074 | 1,095 |
| 4,0 | 0,857 | 0,896 | 0,938 | 0,974 | 1,008 | 1,039 | 1,060 | 1,090 | 1,107 | 1,124 |
| 4,5 | 0,883 | 0,923 | 0,960 | 0,997 | 1,029 | 1,057 | 1,080 | 1,100 | 1,115 | 1,129 |
| 5,0 | 0,896 | 0,936 | 0,978 | 1,012 | 1,042 | 1,067 | 1,087 | 1,103 | 1,112 | 1,117 |
| 5,5 | 0,900 | 0,940 | 0,986 | 1,019 | 1,046 | 1,067 | 1,083 | 1,093 | 1,095 | 1,097 |
| 6,0 | 0,904 | 0,943 | 0,982 | 1,013 | 1,037 | 1,054 | 1,065 | 1,070 | 1,068 | 1,062 |
| 6,5 | 0,904 | 0,942 | 0,980 | 1,009 | 1,030 | 1,043 | 1,050 | 1,049 | 1,043 | 1,033 |
| 7,0 | 0,904 | 0,944 | 0,979 | 1,006 | 1,024 | 1,035 | 1,037 | 1,033 | 1,023 | 1,009 |
| 7,5 | 0,907 | 0,945 | 0,980 | 1,006 | 1,019 | 1,025 | 1,025 | 1,017 | 1,005 | 0,989 |
| 8,0 | 0,910 | 0,951 | 0,985 | 1,008 | 1,020 | 1,024 | 1,021 | 1,012 | 0,995 | 0,981 |
| 8,5 | 0,918 | 0,956 | 0,989 | 1,010 | 1,021 | 1,022 | 1,018 | 1,007 | 0,992 | 0,977 |
| 9,0 | 0,924 | 0,965 | 0,997 | 1,016 | 1,025 | 1,025 | 1,018 | 1,006 | 0,992 | 0,978 |
| 9,5 | 0,932 | 0,972 | 1,004 | 1,022 | 1,029 | 1,027 | 1,019 | 1,006 | 0,993 | 0,982 |
| 10,0 | 0,939 | 0,978 | 1,009 | 1,025 | 1,031 | 1,027 | 1,019 | 1,006 | 0,993 | 0,987 |
| 10,5 | 0,946 | 0,985 | 1,013 | 1,028 | 1,033 | 1,028 | 1,017 | 1,005 | 0,993 | 0,991 |
| 11,0 | 0,947 | 0,988 | 1,015 | 1,029 | 1,031 | 1,025 | 1,014 | 1,002 | 0,993 | 0,991 |
| 11,5 | 0,949 | 0,988 | 1,016 | 1,027 | 1,028 | 1,021 | 1,010 | 0,999 | 0,991 | 0,989 |
| 12,0 | 0,950 | 0,988 | 1,015 | 1,025 | 1,024 | 1,015 | 1,004 | 0,994 | 0,988 | 0,987 |
| 12,5 | 0,950 | 0,989 | 1,013 | 1,022 | 1,019 | 1,010 | 0,999 | 0,990 | 0,986 | 0,986 |
| 13,0 | 0,950 | 0,989 | 1,012 | 1,019 | 1,015 | 1,005 | 0,994 | 0,986 | 0,985 | 0,987 |
| 13,5 | 0,950 | 0,990 | 1,011 | 1,017 | 1,011 | 1,000 | 0,990 | 0,983 | 0,984 | 0,988 |
| 14,0 | 0,952 | 0,989 | 1,011 | 1,016 | 1,009 | 0,997 | 0,988 | 0,983 | 0,985 | 0,991 |
| 14,5 | 0,954 | 0,990 | 1,012 | 1,015 | 1,008 | 0,996 | 0,987 | 0,985 | 0,988 | 0,996 |
| 15,0 | 0,956 | 0,993 | 1,012 | 1,014 | 1,007 | 0,995 | 0,988 | 0,987 | 0,991 | 1,000 |
| 15,5 | 0,959 | 0,995 | 1,014 | 1,014 | 1,006 | 0,995 | 0,989 | 0,988 | 0,996 | 1,004 |
| 16,0 | 0,961 | 0,997 | 1,015 | 1,014 | 1,006 | 0,995 | 0,991 | 0,992 | 0,998 | 1,007 |
| 16,5 | 0,964 | 0,999 | 1,016 | 1,014 | 1,005 | 0,995 | 0,993 | 0,905 | 1,002 | 1,009 |
| 17,0 | 0,965 | 1,001 | 1,016 | 1,013 | 1,005 | 0,995 | 0,994 | 0,997 | 1,005 | 1,010 |
| 17,5 | 0,966 | 1,002 | 1,015 | 1,012 | 1,003 | 0,995 | 0,994 | 0,998 | 1,006 | 1,010 |
| 18,0 | 0,966 | 1,002 | 1,015 | 1,011 | 1,002 | 0,995 | 0,995 | 1,001 | 1,008 | 1,010 |
| 18,5 | 0,966 | 1,001 | 1,015 | 1,009 | 1,001 | 0,994 | 0,995 | 1,001 | 1,007 | 1,009 |
| 19,0 | 0,967 | 1,000 | 1,015 | 1,008 | 0,998 | 0,992 | 0,995 | 1,001 | 1,006 | 1,006 |
| 19,5 | 0,967 | 1,000 | 1,014 | 1,006 | 0,996 | 0,991 | 0,995 | 1,001 | 1,005 | 1,004 |
| 20,0 | 0,967 | 1,000 | 1,013 | 1,005 | 0,995 | 0,991 | 0,995 | 1,001 | 1,005 | 1,002 |
| 20,5 | 0,968 | 1,002 | 1,012 | 1,004 | 0,994 | 0,991 | 0,996 | 1,002 | 1,004 | 1,001 |
| 21,0 | 0,968 | 1,002 | 1,011 | 1,003 | 0,994 | 0,992 | 0,997 | 1,003 | 1,004 | 1,001 |
| 21,5 | 0,969 | 1,002 | 1,011 | 1,003 | 0,995 | 0,992 | 0,999 | 1,004 | 1,004 | 1,000 |
| 22,0 | 0,971 | 1,002 | 1,011 | 1,002 | 0,995 | 0,993 | 1,000 | 1,005 | 1,004 | 0,999 |
| 22,5 | 0,973 | 1,002 | 1,011 | 1,002 | 0,996 | 0,995 | 1,002 | 1,006 | 1,004 | 0,999 |
| 23,0 | 0,974 | 1,005 | 1,011 | 1,002 | 0,996 | 0,996 | 1,004 | 1,007 | 1,003 | 0,998 |
| 23,5 | 0,975 | 1,005 | 1,010 | 1,002 | 0,996 | 0,998 | 1,004 | 1,008 | 1,003 | 0,998 |
| 24,0 | 0,975 | 1,005 | 1,010 | 1,001 | 0,996 | 0,999 | 1,005 | 1,007 | 1,002 | 0,997 |
| 24,5 | 0,975 | 1,005 | 1,009 | 1,000 | 0,996 | 0,999 | 1,005 | 1,006 | 1,001 | 0,997 |
| 25,0 | 0,975 | 1,005 | 1,008 | 1,000 | 0,995 | 0,999 | 1,005 | 1,004 | 1,000 | 0,996 |
| 25,5 | 0,975 | 1,005 | 1,008 | 0,999 | 0,995 | 0,999 | 1,004 | 1,003 | 0,998 | 0,996 |
| 26,0 | 0,975 | 1,005 | 1,007 | 0,999 | 0,995 | 0,999 | 1,004 | 1,002 | 0,997 | 0,996 |

*Tabela 1-3*

de frecvență în formă de trapez

| 0,50 | 0,55 | 0 60 | 0,65 | 0,70 | 0,75 | 0,80 | 0,85 | 0,90 | 0,95 | 1,00 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,000 | 0.000 | 0.000 | 0.000 | 0 000 | 0.000 | 0.000 | 0.000 | 0.000 | 0.000 | 0.000 |
| 0,240 | 0,248 | 0,255 | 0,259 | 0,267 | 0,275 | 0,282 | 0,290 | 0.297 | 0,304 | 0.314 |
| 0.461 | 0.476 | 0.490 | 0.505 | 0,519 | 0,534 | 0,547 | 0,562 | 0,575 | 0,593 | 0,603 |
| 0,665 | 0,685 | 0,706 | 0,722 | 0,740 | 0,758 | 0,776 | 0,794 | 0,813 | 0,832 | 0,844 |
| 0,833 | 0,856 | 0 878 | 0,899 | 0,919 | 0,938 | 0,956 | 0,974 | 0,986 | 1,003 | 1,020 |
| 0,967 | 0,985 | 1,010 | 1,031 | 1,042 | 1,060 | 1,078 | 1,098 | 1,113 | 1,125 | 1,133 |
| 1 061 | 1,082 | 1,100 | 1,117 | 1,130 | 0,142 | 1,154 | 1,164 | 1,172 | 1,176 | 1,178 |
| 1 115 | 1,132 | 1,145 | 1,158 | 1,161 | 1,166 | 1,171 | 1,174 | 1,175 | 1,175 | 1,175 |
| 1 142 | 1 152 | 1,158 | 1 159 | 1,160 | 1,161 | 1,156 | 1 149 | 1,141 | 1,131 | 1,118 |
| 1 138 | 1,134 | 1,134 | 1,138 | 1,132 | 1,127 | 1,111 | 1,099 | 1,085 | 1 071 | 1,053 |
| 1,118 | 1,115 | 1,107 | 1,098 | 1,084 | 1,069 | 1,053 | 1,037 | 1 019 | 1,001 | 0,986 |
| 1,092 | 1,083 | 1,070 | 1,050 | 1,032 | 1,016 | 0,994 | 0,979 | 0,962 | 0,951 | 0,932 |
| 1,051 | 1,037 | 1,021 | 1,003 | 0,984 | 0,956 | 0,949 | 0,934 | 0,922 | 0,920 | 0,906 |
| 1,018 | 1,001 | 0,982 | 0,946 | 0,948 | 0,936 | 0,920 | 0,910 | 0,903 | 0,903 | 0,905 |
| 0,993 | 0,975 | 0,957 | 0,941 | 0,927 | 0,917 | 0,911 | 0,908 | 0,909 | 0,915 | 0,925 |
| 0,974 | 0,958 | 0,944 | 0,926 | 0,922 | 0,911 | 0,920 | 0,927 | 0,934 | 0,946 | 0,958 |
| 0,966 | 0,951 | 0,941 | 0,935 | 0,932 | 0,936 | 0,944 | 0,955 | 0,970 | 0,986 | 1,004 |
| 0,966 | 0,949 | 0,944 | 0,948 | 0,951 | 0,958 | 0,974 | 0,990 | 1,006 | 1,023 | 1,041 |
| 0,970 | 0,960 | 0,961 | 0,966 | 0,976 | 0,990 | 1,006 | 1,023 | 1,039 | 1,053 | 1 061 |
| 0,975 | 0,972 | 0,980 | 0,987 | 1,000 | 1,015 | 1,033 | 1,048 | 1,059 | 1,066 | 1,066 |
| 0,982 | 0,985 | 0,993 | 1,006 | 1,020 | 1,036 | 1,049 | 1,059 | 1,063 | 1,062 | 1,056 |
| 0,987 | 0,996 | 1,007 | 1,017 | 1,033 | 1,046 | 1,054 | 1,058 | 1,055 | 1,048 | 1,033 |
| 0,993 | 1,002 | 1,014 | 1,027 | 1,039 | 1,047 | 1,048 | 1,044 | 1,034 | 1,021 | 1,005 |
| 0,997 | 1,006 | 1,017 | 1,029 | 1,037 | 1,043 | 1,034 | 1,024 | 1,010 | 0,994 | 0,977 |
| 0,997 | 1,006 | 1,019 | 1,026 | 1,027 | 1,025 | 1,015 | 1,000 | 0,984 | 0,969 | 0,958 |
| 0,997 | 1,006 | 1,018 | 1,019 | 1,017 | 1,010 | 0,995 | 0,979 | 0,965 | 0,954 | 0,949 |
| 0,997 | 1,006 | 1,014 | 1,012 | 1,005 | 0,993 | 0,980 | 0,964 | 0,955 | 0,950 | 0,955 |
| 0,998 | 1,006 | 1,010 | 1,005 | 0,995 | 0,982 | 0,968 | 0,958 | 0,954 | 0,958 | 0,970 |
| 1,000 | 1,006 | 1,008 | 0,999 | 0,987 | 0,974 | 0,965 | 0,961 | 0,965 | 0,976 | 0,990 |
| 1,002 | 1,006 | 1,005 | 0,994 | 0,983 | 0,970 | 0,969 | 0,971 | 0,981 | 0,997 | 1,010 |
| 1,005 | 1,007 | 1,002 | 0 993 | 0,983 | 0,976 | 0,978 | 0,987 | 1,001 | 1,017 | 1,030 |
| 1,008 | 1 007 | 1,001 | 0 993 | 0,985 | 0,984 | 0,991 | 1,003 | 1,019 | 1,032 | 1,040 |
| 1,011 | 1,008 | 1,000 | 0,994 | 0,990 | 0,993 | 1,003 | 1,018 | 1,031 | 1,039 | 1,039 |
| 1,011 | 1,008 | 1,001 | 0 996 | 0,965 | 1,001 | 1,014 | 1,027 | 1,036 | 1,038 | 1,028 |
| 1,012 | 1,007 | 0,999 | 0,997 | 0,999 | 1,008 | 1,020 | 1,030 | 1,032 | 1,027 | 1,012 |
| 1,009 | 1 005 | 0,997 | 0,998 | 1,002 | 1,012 | 1,023 | 1,027 | 1,023 | 1,013 | 0,998 |
| 1,008 | 1 002 | 0,997 | 0 998 | 1,004 | 1,014 | 1,020 | 1,018 | 1,038 | 0,993 | 0,979 |
| 1,006 | 0,999 | 0,995 | 0,998 | 1,003 | 1,012 | 1,014 | 1,007 | 0,993 | 0,978 | 0,969 |
| 1,001 | 0,995 | 0,993 | 0,997 | 1,004 | 1,009 | 1,006 | 1,007 | 0,981 | 0,969 | 0,956 |
| 0,998 | 0,992 | 0,992 | 0,996 | 1,003 | 1,005 | 0,998 | 0,985 | 0,973 | 0,967 | 0,973 |
| 0,996 | 0,991 | 0,992 | 0,995 | 1,003 | 1,001 | 0,991 | 0,979 | 0,972 | 0,974 | 0,985 |
| 0,995 | 0,991 | 0,994 | 0,996 | 1,001 | 0,996 | 0,986 | 0,976 | 0,974 | 0,990 | 1,001 |
| 0,995 | 0,993 | 0,997 | 0,996 | 0,999 | 0,993 | 0,983 | 0,975 | 0,981 | 1,002 | 1,016 |
| 0,996 | 0,995 | 1 000 | 0,995 | 0,998 | 0,992 | 0,986 | 0,988 | 0,997 | 1,013 | 1,024 |
| 0,996 | 0,996 | 1,000 | 0,997 | 0,997 | 0,991 | 0,991 | 0,997 | 1,012 | 1,024 | 1,029 |
| 0,997 | 1,000 | 1,004 | 1,000 | 0,996 | 0,992 | 0,998 | 1 008 | 1 022 | 1,028 | 1,026 |
| 0,998 | 1,001 | 1 006 | 1,001 | 0,997 | 0,994 | 1,002 | 1,015 | 1,025 | 1,027 | 1,016 |
| 0,999 | 1,002 | 1,007 | 1,002 | 0,998 | 0,997 | 1,007 | 1,017 | 1,023 | 1,023 | 1,002 |
| 1,000 | 1,002 | 1,008 | 1,003 | 0,999 | 1,000 | 1,008 | 1,017 | 1,015 | 1,012 | 0,988 |
| 1,000 | 1,002 | 1,006 | 1,003 | 1,000 | 1,002 | 1,008 | 1,014 | 1,005 | 0,995 | 0,979 |
| 1,000 | 1,002 | 1,004 | 1,003 | 1,001 | 1,003 | 1,005 | 1,008 | 0,991 | 0,985 | 0,975 |
| 1,000 | 1,002 | 1,002 | 1,002 | 1,002 | 1,004 | 1,004 | 1 001 | 0,986 | 0,978 | 0,977 |
| 1,000 | 1,002 | 1,000 | 1 001 | 1,002 | 1,004 | 1,002 | 0,987 | 0,984 | 0,977 | 0,983 |

Dacă se înlocuiește caracteristica reală de frecvență cu cea aproximată, compusă din caracteristicile reale triunghiulare tip, procesul tranzitoriu din sistem se determină ca suma componentelor acestuia:

$$x(t)=\sum_{i=1}^{n} p_{io}\, h_{\Delta pi}(t), \tag{1.41}$$

însa componentele separate ale procesului se determină cu alte relații.

$$h_{\Delta pi}(t)=\frac{2}{\pi}\left[\mathrm{si}(t)-\frac{1-\cos t}{t}\right].$$

Pentru carcteristicile triunghiulare nu se determină valoarea lui $\chi$, iar coordonatele $h_{pi}(t)$ se iau direct din tabela 1.4, însă deoarece în tabelă sînt indicate pentru înălțime unitară și pentru frecvența de bază $\omega_0=1$, ca și pentru caracteristicile trapezoidale, acestea se recalculează conform relațiilor (1.40) și (1.41).

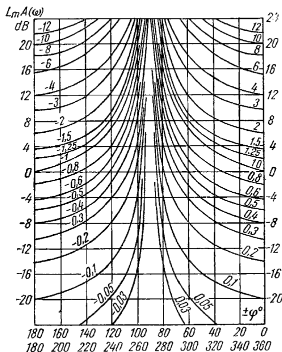



Fig. 1-19. Nomogramă pentru determinarea caracteristicii reale de frecvență $P(\omega)=A(\omega)\cos\varphi(\omega)$ după caracteristicile logaritmice de frecvență.

Caracteristicile de frecvență reale ale sistemului se pot determina după caracteristicile logaritmice de frecvență ale acestuia cu ajutorul nomogramei $P(\omega)=F[L_m(\omega),\ \varphi(\omega)]$, reprezentată în fig. 1.19.

Trebuie menționat că construirea aproximativă a procesului tranzitoriu după caracteristica reală de frecvență poate fi utilizată și la analiza sistemului prin metoda operațională, după funcțiile de transfer ale acestuia. În acest caz, caracteristica reală de frecvență se calculează direct din partea reală a funcției de transfer a sistemului de acționare electrică.

*Tavela 1-4*

**Funcțiile** $h$ **pentru caracteristicile reale de frecvență de formă triunghiulară**

| $t$ | $h$ | $t$ | $h$ | $t$ | $h$ | $t$ | $h$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,00 | 0,00000 | 0,50 | 1,000 | 1,000 | 0,310 | 7,0 | 0,904 |
| 0,01 | 0,00318 | 0,51 | 0,161 | 1,1 | 0,339 | 7,2 | 0,904 |
| 0,02 | 0,00637 | 0,52 | 0,164 | 1,2 | 0,367 | 7,4 | 0,906 |
| 0,03 | 0,00955 | 0,53 | 0,167 | 1,3 | 0,395 | 7,6 | 0,907 |
| 0,04 | 0,0127 | 0,54 | 0,171 | 1,4 | 0,422 | 7,8 | 0,909 |
| 0,05 | 0,0159 | 0,55 | 0,174 | 1,5 | 0,449 | 8,0 | 0,911 |
| 0,06 | 0,0191 | 0,56 | 0,177 | 1,6 | 0,475 | 8,2 | 0,913 |
| 0,07 | 0,0223 | 0,57 | 0,180 | 1,7 | 0,500 | 8,4 | 0,916 |
| 0,08 | 0,0254 | 0,08 | 0,183 | 1,8 | 0,525 | 8,6 | 0,919 |
| 0,09 | 0,0286 | 0,59 | 0,186 | 1,9 | 0,548 | 8,8 | 0,922 |
| 0,10 | 0 0318 | 0,60 | 0,189 | 2,0 | 0,571 | 9,0 | 0,925 |
| 0,11 | 0,0350 | 0,61 | 0,192 | 2,1 | 0,593 | 9,2 | 0,928 |
| 0,12 | 0,0382 | 0 62 | 0,195 | 2,2 | 0,615 | 9,4 | 0,931 |
| 0,13 | 0,0415 | 0,63 | 0,198 | 2,3 | 0,635 | 9,6 | 0,934 |
| 0,14 | 0,0446 | 0,64 | 0,201 | 2,4 | 0,655 | 9,8 | 0,936 |
| 0,15 | 0,0477 | 0,65 | 0,204 | 2,5 | 0,674 | 10,0 | 0,939 |
| 0,16 | 0,0509 | 0,66 | 0,208 | 2,6 | 0,691 | 10,2 | 0,941 |
| 0,17 | 0,0541 | 0,67 | 0,211 | 2,7 | 0,709 | 10,4 | 0,943 |
| 0,18 | 0,0573 | 0,68 | 0,214 | 2,8 | 0,725 | 10,6 | 0,945 |
| 0,19 | 0,0604 | 0,69 | 0,217 | 2,9 | 0,740 | 10,8 | 0,946 |
| 0,20 | 0,0637 | 0,70 | 0,220 | 3,0 | 0,755 | 11,0 | 0,947 |
| 0,21 | 0,0668 | 0,71 | 0,223 | 3,1 | 0,768 | 11,5 | 0,949 |
| 0,22 | 0,0700 | 0,72 | 0,226 | 3,2 | 0,781 | 12,0 | 0,950 |
| 0,23 | 0,0731 | 0,73 | 0,229 | 3,3 | 0,793 | 12,5 | 0,950 |
| 0,24 | 0,0763 | 0,74 | 0,232 | 3,4 | 0,804 | 13,0 | 0,950 |
| 0,25 | 0,0794 | 0,75 | 0,235 | 3,5 | 0,815 | 13,5 | 0,950 |
| 0,26 | 0,0826 | 0,76 | 0,238 | 3,6 | 0,824 | 14,0 | 0,951 |
| 0,27 | 0,0856 | 0,77 | 0,241 | 3,7 | 0,833 | 14,5 | 0,954 |
| 0,28 | 0,0889 | 0,78 | 0,244 | 3,8 | 0,842 | 15,0 | 0,956 |
| 0,29 | 0,0921 | 0,79 | 0,247 | 3,9 | 0,849 | 15,5 | 0,959 |
| 0,30 | 0,0952 | 0,80 | 0,250 | 4,0 | 0,856 | 16,0 | 0,961 |
| 0,31 | 0,0984 | 0,81 | 0,253 | 4,1 | 0,862 | 16,5 | 0,963 |
| 0,32 | 0,100 | 0,82 | 0,256 | 4,2 | 0,868 | 17,0 | 0,965 |
| 0,33 | 0,105 | 0,83 | 0,259 | 4,3 | 0,873 | 17,5 | 0,966 |
| 0,34 | 0,108 | 0,84 | 0,262 | 4,4 | 0,878 | 18,0 | 0,966 |
| 0,35 | 0,111 | 0,85 | 0,265 | 4,5 | 0,882 | 18,5 | 0,966 |
| 0,36 | 0,114 | 0,86 | 0,268 | 4,6 | 0,885 | 19,0 | 0,966 |
| 0,37 | 0,117 | 0,87 | 0,271 | 4,7 | 0,888 | 19,5 | 0,967 |
| 0,38 | 0,121 | 0,88 | 0,274 | 4,8 | 0,891 | 20,0 | 0,967 |
| 0,39 | 0,124 | 0,89 | 0,277 | 4,9 | 0,894 | 21,0 | 0,968 |
| 0,40 | 0,127 | 0,90 | 0,280 | 5,0 | 0,895 | 22,0 | 0,971 |
| 0,41 | 0,130 | 0,91 | 0,283 | 5,2 | 0,899 | 23,0 | 0,973 |
| 0,42 | 0,133 | 0,92 | 0 286 | 5,4 | 0,901 | 24,0 | 0,975 |
| 0,43 | 0,136 | 0,93 | 0,289 | 5,6 | 0,902 | 25,0 | 0,975 |
| 0,44 | 0,139 | 0,94 | 0,292 | 5,8 | 0,903 | 30,0 | 0,980 |
| 0,45 | 0,142 | 0,95 | 0,295 | 6,0 | 0,903 | 40,0 | 0,984 |
| 0,46 | 0,146 | 0,96 | 0,298 | 6,2 | 0,903 | 50,0 | 0,987 |
| 0,47 | 0,149 | 0,97 | 0,301 | 6,4 | 0,903 | 100,0 | 0,994 |
| 0,48 | 0,152 | 0,98 | 0,304 | 6,6 | 0,903 | 120,0 | 0,995 |
| 0,49 | 0,155 | 0,99 | 0,307 | 6,8 | 0,903 | | |

Caracteristicile dinamice ale acționării electrice automate dau posibilitatea de a analiza atît funcționarea acesteia în întregime cît și influența proprietăților MEA asupra proceselor tranzitorii.

În particular, după curbele procesului tranzitoriu se apreciază, în primul rînd, stabilitatea dinamică și stabilitatea sistemului, în general. Apoi, se stabilește forma optimă a procesului tranzitoriu pentru tipul de acționare și pentru utilajul tehnologic dat. În sfîrșit, se apreciază gradul de utilizare a fiecărei mașini și a fiecărui element al sistemului automat dat. Ca rezultat al analizei proceselor dinamice din sistemul automatizat cu mașini electrice se scot în evidență și condițiile speciale impuse mașinilor electrice amplificatoare, pentru care sistemul are o funcționare optimă.

## 1.4. Condiții generale impuse mașinilor electrice amplificatoare din sistemele de automatizare cu mașini electrice

*Prima condiție impusă* MEA *se referă la factorul ei de amplificare al puterii.* Acest factor este egal cu raportul dintre puterea la ieșire si puterea la intrare:

$$K_p = \frac{P_e}{P_i}. \qquad (1.42)$$

Valoarea factorului de amplificare al puterii este evident, determinat pe de o parte de puterea circuitelor mașinilor principale ale acționării, la care se conectează MEA, și pe de altă parte, de puterea minimă a circuitelor sale de comandă.

Puterea minimă a înfășurărilor de comandă ale MEA, cînd funcționează ca simplu amplificator împreună cu un amplificator sumator auxiliar, este determinată de puterea maximă la ieșirea acestuia din urmă. Deoarece amplificatoarele auxiliare sînt de obicei electronice sau magnetice, puterea la ieșirea acestor amplificatoare si respectiv puterea înfășurărilor de comandă ale MEA este determinată de puterea maximă a tuburilor electronice, sau a celulelor redresoare cu semiconductoare.

Cînd MEA funcționează ca amplificator sumator, puterea înfășurărilor sale de comandă este determinată de caracteristicile reacțiilor.

De exemplu în fig. 1.20 este reprezentată schema generatorului cu reacție negativă și caracteristica rezistenței circuitului

de comandă în funcție de mărimea de referință și de intensitatea reacției.

Tensiunea la ieșirea generatorului este dată de expresia

$$U=E\left(1-\frac{I}{I_{sc}}\right)=\frac{k_I}{\left|1+\frac{\beta}{R_c}k_I\right|}\cdot\frac{\alpha U_c}{R_c}\left(1-\frac{I}{I_{sc}}\right),$$

unde $\alpha=\frac{r_1}{R_1}$; $\beta=\frac{r_2}{R_2}$; $R_c=r_{ic}+R_1\alpha(1-\alpha)+R_2\beta(1-\beta)$.

În funcție de alegerea rezistenței $R_1$ a divizorului tensiunii de referință, $R_2$ a divizorului tensiunii de reacție $r_{ic}$ și a rezistenței înfășurării de excitație, variază valoarea rezistenței $R_c$ a circuitului de comandă. Dacă variază mărimile $\alpha$ și $\beta$ se schimbă atît coeficientul de reacție $\gamma=\frac{\beta}{R_c}$ cît și semnalul de excitație $\frac{\alpha U_e}{R_c}$, ceea ce deranjează simțitor precizia de funcționare a sistemului. Dacă rezistențele sînt egale $R_1=R_2=r_{ic}$, rezistența $R_c$ poate depăși rezistența $r_{ic}$ cu 50%.

Variația rezistenței $R_c$ scade o dată cu micșorarea rezistențelor $R_1$ și $R_2$ în comparație cu rezistența $r_{ic}$. Datorită faptului că nu se pot micșora mult rezistențele $R_1$ și $R_2$, deoarece aceasta duce la o încărcare suplimentară a mașinii și a circuitului de excitație, trebuie mărită mult rezistența înfășurării de excitație, ceea ce în cazul tensiunilor date ale mașinii și ale circuitului de comandă duce la necesitatea micșorării considerabile a puterii înfășurării de comandă, adică de a avea o mașină cu un factor mare de amplificare al puterii.

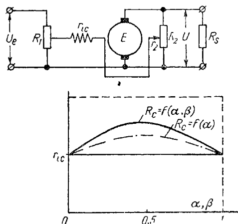



Fig 1-20 Caracteristicile reacției negative la variația intensității ei și a regimului de funcționare

Practic, în sistemele de automatizare cu mașini electrice în care MEA îndeplinește funcția de amplificator de putere sumator, de regulă, se adoptă aceiași factori de amplificare de putere ca și la sistemele cu amplificatoare sumatoare auxiliare.

În prezent, puterea de excitaţie a MEA se adoptă de obicei, în limitele 0,5—1,0 W. Prin urmare, factorul de amplificare poate varia micşorîndu-se o dată cu micsorarea puterii MEA. Orientativ se poate considera că pentru sistemele de automatizare cu maşini electrice, MEA trebuie să aibă un factor de amplificare de putere în limitele

$$K_P = (1-2) P_n 10^3, \qquad (1.43)$$

unde $P_n$ este puterea nominală a MEA, în kW.

*A doua condiţie impusă* MEA *se referă la constanta factorului său de amplificare de putere atunci cînd variază semnalul de comandă.* Această condiţie se asigură în special, datorită liniarităţii caracteristicilor statice ale MEA şi, în primul rînd, liniarităţii caracteristicii de mers în gol a acesteia. Abaterea caracteristicilor maşinii electrice amplificatoare de la liniaritate este condiţionată în special de saturaţia magnetică şi de histereza circuitului magnetic.

Pentru maşinile electrice amplificatoare utilizate în sistemele moderne de automatizare cu maşini electrice, se permite neliniaritatea caracteristicilor de mers în gol, datorită saturaţiei, numai în cazul creşterii tensiunii peste 0,75 $U_n$.

Coeficientul de saturaţie a MEA se calculează cu formula:

$$k_\mu = \frac{F_\delta + F_{Fe}}{F_\delta}. \qquad (1.44)$$

Valoarea coeficientului de saturaţie la tensiunea nominală trebuie să fie mai mică de 1,15—1,20.

Histereza circuitelor magnetice ale MEA se apreciază de obicei, prin t.e.m. remanentă. Pentru sistemele de automatizare cu maşini electrice, cu siguranţă de funcţionare ridicată, valoarea t.e.m. remanente datorită histerezei nu trebuie să depăşească valoarea

$$E_0 < 0,03\, U_n. \qquad (1.45)$$

*A treia condiţie impusă* MEA *se referă la rapiditatea de prelucrare a semnalelor de comandă.*

Rapiditatea MEA se apreciază de obicei după caracteristicile proceselor tranzitorii care au loc la conectarea înfăşurării de comandă la o tensiune constantă.

Datorită prezenţei diferitelor reacţii interioare, proprii maşinilor electrice amplificatoare cu două sau mai multe etaje, procesele tranzitorii din MEA au un caracter complex (fig. 1.21).

Suprareglarea mărimii de ieșire nu se admite mai mare de 10% și de obicei se apreciază cu formula:

$$\delta = \frac{\Delta U_{max}}{U_n} \cdot 100. \quad (1.46)$$

Rapiditatea MEA se apreciază grosier prin viteza de creștere în timp a tensiunii de ieșire, luată pe porțiunea mijlocie liniarizată a procesului. Această mărime se determină de obicei după datele nominale ale MEA:

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = k\frac{U_n}{P_n}. \quad (1.47)$$

Rapiditatea MEA se apreciază mai precis cu ajutorul caracteristicilor de frecvență. Aproximînd caracteristicile MEA printr-o ecuație de gradul 2, funcția de transfer a acesteia se poate scrie sub forma:

$$W_{eM}(p) = \frac{k_e}{\frac{p^2}{\nu_0^2} + 2\frac{h_e}{\nu_0}p + 1}. \quad (1.48)$$

După cum se vede, MEA mai pot fi caracterizate prin valorile frecvenței *) proprii de oscilație, $\nu_0$, și a factorului de atenuare $h_0$.

Plecînd de la suprareglarea admisă a MEA în limitele de 10% față de valoarea staționară a tensiunii, factorul de atenuare nu trebuie să fie mai mic de 0,5, iar vîrful de rezonanță pe caracteristica relativă atenuare-frecvență nu trebuie să depășească 2,5 dB.

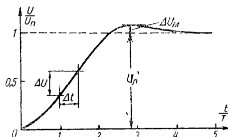


Fig. 1-21. Procesul tranzitoriu al mașinii electrice amplificatoare la conectarea înfășurării de comandă la o tensiune constantă

Frecvența oscilațiilor proprii este diferită pentru diferite MEA; ea scade la creșterea puterii și a gabaritului mașinilor electrice amplificatoare.

Acestea sînt, în general, condițiile principale impuse mașinilor electrice amplificatoare ce funcționează ca elemente ale sistemelor de automatizare cu mașini electrice. Compararea

*) De fapt este pulsația proprie, dar s-a generalizat folosirea acestei terminologii. N. Red.

acestor condiții arată că gradul de perfecționare sau calitatea construcției mașinii electrice amplificatoare date este determinată, în primul rînd, de factorul ei de amplificare și de valoarea constantei de timp a etajului de ieșire.

*În afară de aceasta, pentru aprecierea calității* MEA *ca mașină, se folosește adesea, factorul de calitate.*

Se numește factor de calitate raportul dintre factorul de amplificare al MEA și constanta de timp a etajului de ieșire a acesteia :

$$D = \frac{K_p}{T_e}. \qquad (1.49)$$

Pentru mașinile electrice amplificatoare moderne, factorul de calitate atinge valoarea de 3 000 și mai mult.

Aprecierea diferitelor tipuri de mașini electrice amplificatoare cu ajutorul factorului de calitate dă posibilitatea de a aprecia care dintre ele este cea mai bună pentru a fi utilizată în sistemele de automatizare cu mașini electrice.

# II. DOUĂ GRUPE DE MAȘINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE PENTRU SISTEMELE DE AUTOMATIZARE CU MAȘINI ELECTRICE

## 2.1. Principiul de funcționare și particularitățile constructive ale mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Mașinile electrice amplificatoare cu cîmp de excitație transversal (fig. 2.1) sînt amplificatoare în două etaje cu un rotor, excitația etajului secund fiind produsă de cîmpul de reacție a rotorului primului etaj. Pentru crearea unui cîmp puternic de reacție a rotorului periile primului etaj al MEA se leagă în scurtcircuit.

MEA *cu cîmp transversal funcționează în modul următor.* Excitația aplicată înfășurării de comandă (*IC*) produce cîmpul magnetic longitudinal, sub influența căruia apare t.e.m. în rotorul în mișcare al MEA, colectată la periile circuitului transversal $A_{q1}$ — $A_{q2}$ (perii care se află pe linia neutră geometrică a rotorului față de cîmpul magnetic al înfășurării de comandă). Deoarece periile circuitului transversal sînt legate în scurtcircuit, sub influența unei t.e.m. mici datorite înfășurării de comandă, prin înfășurarea rotorului va trece un curent important $I_2$. Cîmpul magnetic puternic creat de curentul din circuitul transversal determină

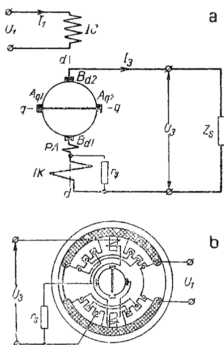



Fig 2-1. Schema de principiu (*a*) și așezarea înfășurărilor (*b*) la MEA cu cîmp transversal

apariția în rotorul în mișcare a unei t.e.m. longitudinale de valoare mare, care se colectează la periile $B_{d1}$—$B_{d2}$ așezate pe axa neutră geometrică în raport cu cîmpul transversal.

Astfel, înfășurarea rotorului MEA cu cîmp transversal servește, în primul rînd, pentru inducerea în ea a unei t.e.m. datorită cîmpului longitudinal, în al doilea rînd pentru producerea cîmpului transversal și în al treilea rînd, pentru inducerea în aceasta a t.e.m. de ieșire.

Dacă se conectează MEA cu cîmp transversal la o sarcină $Z_s$, prin înfășurarea rotorului și periile $B_{d1}$—$B_{d2}$ va trece curentul de sarcină $I_3$, care creează un cîmp magnetic de reacție al rotorului, orientat în direcția axei longitudinale si care acționează în sens opus cîmpului înfășurării de comandă IC. Pentru înlăturarea acestui efect demagnetizant, pe polii statorului MEA se amplasează o înfășurare de compensare distribuită IK.

Înfășurarea de compensare se conectează în serie cu sarcina și creează un flux magnetic ce compensează reacția longitudinală a rotorului. Deoarece nu se reușește să se asigure o compensare precisă a reacției rotorului cu ajutorul unei înfășurări nereglabile, la MEA cu cîmp transversal înfășurarea de compensare se realizează de obicei, cu o rezervă de t.e.m. de 10—15%, iar reglarea precisă a compensării se face cu ajutorul reostatului de șuntare $r_s$.

Pe statorul MEA cu cîmp transversal se așază două sau mai multe înfășurări de comandă, înfășurarea de compensare, înfășurările polilor auxiliari ai circuitului longitudinal al MEA și la unele construcții, înfășurările suplimentare ale circuitului transversal.

Înfășurarea circuitului transversal, dacă aceasta există, se confecționează de obicei sub formă de patru bobine așezate pe semipolii statorului. Fiecare bobină a acestei înfășurări creează un flux magnetic orientat sub unghi de 45° față de fluxul longitudinal, iar conectarea acestora se face astfel încît fluxul magnetic total al tuturor celor 4 bobine ale înfășurării transversale să acționeze în sensul cîmpului reacției transversale a rotorului MEA. Fluxul magnetic transversal al rotorului MEA, datorită prezenței colectorului și a periilor este fix în spațiu și axa sa în spațiu este determinată de poziția pe colector a periilor circuitului transversal. Dacă se deplasează aceste perii față de axa neutră geometrică, fluxul magnetic al reacției transversale a rotorului se deplasează de asemenea și în MEA apare o reacție magnetică interioară între circuitul longitudinal și cel transversal.

Trebuie menționat că reacția dintre circuitul longitudinal și cel transversal al MEA există și în cazul așezării periilor pe axa neutră geometrică, datorită interacțiunii dintre fluxul longitudinal și fluxurile magnetice ale secțiilor aflate în comutație ale circuitului transversal.

*Statorul* MEA *cu cîmp transversal* constă din carcasa *1* (fig. 2.2), pachetul statoric *2*, confecționat din tole cu polii principali divizați în care sînt executate crestăturile pentru înfășurări.

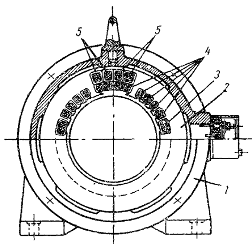


Fig. 2-2. Construcția statorului MEA cu cîmp transversal.

În afară de aceasta, în crestăturile statorice mari din axa longitudinală, există dinții polilor auxiliari. Înfășurarea polilor auxiliari *3* se confecționează, de obicei, ca o parte a înfășurării de compensare *4*. Înfășurarea de compensare se confecționează sub formă de secții cu pas diferit, iar la MEA de putere mică se introduce în crestături prin strecurare. Înfășurările de comandă *5* (confecționate de obicei sub formă de bobine) se așază în crestăturile mari ale pachetului statorului fie sub înfășurarea de compensație, fie deasupra acesteia.

La mașinile electrice amplificatoare cu înfășurare auxiliară de excitație în circuitul transversal, înfășurarea se confecționează sub formă de patru bobine identice care se așază pe semipolii circuitului magnetic, în crestăturile mari ale pachetului statoric. Statoarele masive nu sînt utilizate datorită deformării puternice a caracteristicilor MEA din cauza histerezei circuitului magnetic.

*Rotorul* MEA *cu cîmp transversal* (fig. 2.3) nu se deosebește de rotorul unei mașini obișnuite de curent continuu, însă se confecționează cu o echilibrare mai precisă, deoarece MEA sînt foarte sensibile la cea mai mică deranjare a contactului periilor. Rotorul constă din axul *1*, ventilatorul *2*, pachetul de tole *3*, înfășurarea *4*, bandajele *5* și colectorul *6*.

În cazul puterilor pînă la 20 kW, mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal au de obicei doi poli, iar la puteri de 40 kW și mai mult (pînă la 100 kW inclusiv) patru poli.

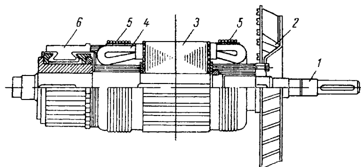



Fig 2-3. Construcția rotorului MEA cu cîmp transversal

Vitezele de rotație standardizate pentru MEA de putere medie și mare sînt 1 500 și 3 000 rot/min .

MEA cu cîmp transversal de putere mică (pînă la 1,5 kW inclusiv) se execută adesea pentru viteze mari — de la 3 000 la 7 000 rot/min.

## 2.2. Caracteristicile principale care determină proprietățile funcționale ale mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Pentru evidențierea proprietăților generale se va examina MEA cu înfășurare auxiliară în circuitul transversal și cu o oarecare deplasare a periilor față de axa neutră în sensul de rotație al rotorului. Diagramele vectoriale ale fluxurilor magnetice sînt reprezentate în fig. 2.4.

*În axa longitudinală a* MEA *fluxul magnetic* se determina ca suma algebrică a fluxului înfășurării de comandă $\Phi_{1c}$, cu fluxul demagnetizant al reacției secțiilor în comutație din circuitul transversal $\Phi_{2p}$, cu componenta longitudinală a fluxului reacției transversale a rotorului $\Phi_{d2a}$, și cu fluxul datorit compensării inexacte a reacției longitudinale a rotorului, $(\Phi_{ik}-\Phi_{d3a})$ adică,

$$\Phi_d=\Phi_{1c}-(\Phi_{2p}+\Phi_{d2a})-(\Phi_{d3a}-\Phi_{ik}). \qquad (2.1)$$

*În axa transversală a* MEA *fluxul magnetic* reprezintă de asemenea suma fluxului de reacție transversală a rotorului $\Phi_{2a}$ cu fluxul total al înfășurărilor circuitului transversal al MEA, $\Phi_{2t}$:

$$\Phi_q = \Phi_{2a} + \Phi_{2t}. \tag{2.2}$$

Dacă MEA funcționează în gol, fluxul reacției longitudinale a rotorului și cel al înfășurării de compensare sînt nule și pe axa longitudinală acționează numai fluxurile înfășurărilor de co-

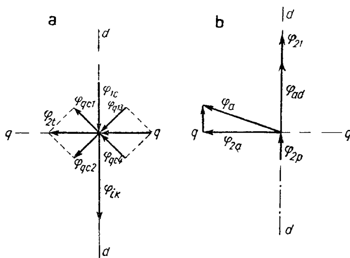



Fig. 2-4. Diagramele acțiunii fluxurilor magnetice ale înfășurărilor statorice (*a*) și rotorice (*b*) la MEA cu cîmp transversal.

mandă și suma fluxurilor de reacție ale secțiilor în comutație din circuitul transversal și componenta longitudinală a fluxului de reacție transversală a rotorului datorită așezării inexacte a periilor transversale în axa neutră geometrică:

$$\Phi_{d0} = \Phi_{1c} - (\Phi_{2p} + \Phi_{d2a}). \tag{2.3}$$

*Tensiunea magnetomotoare a fluxului de reacție a secțiilor în comutație din circuitul transversal*, $F_{2p}$, depinde de valoarea curentului mediu din secțiile aflate în comutație. Curentul, la rîndul său, este determinat de valorile medii ale t.e.m. $e_{2a}$ care apare în

secțiile în comutație scurtcircuitate datorită cîmpului transversal exterior al indusului și a t.e.m. reactive $e_r$ a secțiilor în comutație.

$$e_{2a}=2w_c B_{2a} l \frac{\pi D n}{60}\cdot 10^{-6}; \qquad (2.4)$$

$$e_r=2w_c \xi A_2 l \frac{\pi D n}{60}\cdot 10^{-6}. \qquad (2.5)$$

Dacă circuitul magnetic al mașinii electrice amplificatoare este nesaturat, $B_{2a}$ și $A_2$ sînt proporționale cu curentul circuitului transversal și tensiunea magnetomotoare $F_{2p}$ poate fi determinată aproximativ cu formula

$$F_{2p}=k_{2p} n I_2. \qquad (2.6)$$

*Tensiunea magnetomotoare a componentei fluxului reacției transversale a rotorului* este de asemenea proporțională cu viteza de rotație a rotorului și cu curentul circuitului transversal al MEA, adică

$$F_{d2a}=k_{2a} n I_2. \qquad (2.7)$$

Plecînd de la aceste considerente, tensiunea magnetomotoare a fluxului magnetic total al MEA pe axa longitudinală, cînd aceasta funcționează în gol, poate fi reprezentată prin următoarea ecuație:

$$\boxed{F_1=F_{1c}-F_{21}=F_{1c}-k''_{21} n I_2}. \qquad (2.8)$$

Tensiunea electromotoare din circuitul transversal al MEA, care apare sub acțiunea tensiunii magnetomotoare $F_1$, poate fi determinată din expresia

$$\boxed{E_2=c'_{e1} n (F_{1c}-F_{21})=c'_{e1} n (F_{1c}-k''_{21} n I_2)}. \qquad (2.9)$$

Sub acțiunea acestei t.e.m., în circuitul transversal apare un curent care dă naștere fluxului transversal principal al MEA.

Avînd în vedere acțiunea tensiunii magnetomotoare $F_{21}$, *curentul circuitului transversal al MEA* se determină din următoarea relație:

$$I_2=\frac{\frac{c'_{e1}}{r_2} n F_{1c}}{1+\frac{c'_{e1}}{r_2} k''_{21} n^2}. \qquad (2.10)$$

In mod analog la bornele de ieșire ale MEA se obține t.e.m. sub forma :

$$E_3 = c'_{e2} n I_2 = \frac{\frac{c'_{e1} c'_{e2}}{r_2} n^2 F_{1c}}{1 + \frac{c'_{e1}}{r_2} k''_{21} n^2}. \qquad (2.11)$$

*Aceste expresii arată că curentul circuitului transversal și t.e.m. la ieșirea* MEA *depind neliniar de viteza de rotație a rotorului.*

După cum se vede din fig. 2.5, pentru MEA există o valoare optimă a vitezei de rotație la care curentul circuitului transversal, cînd semnalul de comandă este constant, are un maximum (punctul $A$), care corespunde utilizării optime a mașinii.

*Viteza optimă de rotație a* MEA se determină cu relația

$$n_{opt} = \frac{1}{\sqrt{\frac{c'_{e1}}{r_2} k''_{21}}}. \qquad (2.12)$$

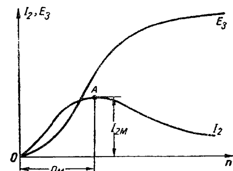


Fig. 2-5. Caracteristica curentului circuitului transversal și a t.e.m. de ieșire a MEA la variația vitezei de rotație a indusului.

La calculul și construcția MEA cu cîmp transversal se tinde de obicei ca viteza sa de rotație nominală să se apropie de cea optimă, adică

$$n_n = (1 \div 1{,}2)\, n_{opt}. \qquad (2.13)$$

In acest caz, micile variații ale vitezei MEA în sarcină influențează cel mai puțin abaterile factorului său de amplificare.

Dacă se conectează MEA la sarcină exterioară $R_s$, tensiunea la ieșire va fi determinată de valoarea t.e.m. creată de fluxul longitudinal la mers în gol și de fluxul datorit compensării incomplete a reacției longitudinale a rotorului, cît și de căderea interioară de tensiune în rotor și în înfășurarea de compensare :

$$U_3 = E_{30} - \frac{k''_{31}}{r_2} c'_{2e} n^2 (1-\varepsilon) I_3 - (r_a + r_{ik}) I_3. \qquad (2.14)$$

*Curentul de sarcină* poate fi exprimat prin t.e.m. a MEA și prin rezistența circuitului:

$$I_3 = \frac{E_{3s}}{R_3} = \frac{E_{3s}}{r_a + r_{ik} + R_s}, \tag{2.15}$$

de unde t.e.m. a MEA în sarcină și cu compensare incompletă a reacției longitudinale a rotorului ($\varepsilon \neq 1$) poate fi scrisă sub forma următoare:

$$E_{3s} = \frac{E_{30} R_3}{R_3 + \frac{k''_{31}}{r_2} c'_{2e} n^2 (1 - \varepsilon)}. \tag{2.16}$$

În mod corespunzător *tensiunea la ieșirea* MEA *sub sarcină* se determină cu relația

$$U_3 = \frac{E_{30} R_s}{R_3 + \frac{k''_{31}}{r_2} c'_{2e} n^2 (1 - \varepsilon)}. \tag{2.17}$$

Neglijînd influența fluxului de reacție a circuitului transversal asupra celui longitudinal relația pentru determinarea tensiunii MEA sub sarcină, poate fi scrisă cu aproximație sub forma:

$$U_3 \approx \frac{\frac{c'_{e1} c'_{e2}}{r_2} n^2 F_{1c} R_s}{R_3 + \frac{k''_{31}}{r_2} c'_{2e} n_2 (1 - \varepsilon)}. \tag{2.18}$$

Dacă rezistența de sarcină este constantă iar semnalul de comandă rămîne constant ($F_{1c}$ = const), curentul circuitului transversal și tensiunea la ieșirea MEA depind neliniar de viteza de rotație (fig. 2.6). Prin caracterul lor aceste curbe sînt analoge cu curbele t.e.m. și a curentului circuitului transversal al MEA la considerarea reacției secțiilor în comutație din circuitul transversal.

*Dacă viteza de rotație este constantă, semnalul de comandă nu variază, iar compensarea este incompletă, curentul circuitului transversal variază după o lege hiperbolică în funcție de rezistența sarcinii* (fig. 2.7).

*În cazul unei supracompensări* ($\varepsilon > 1$) curentul circuitului transversal scade în sarcină treptat apropiindu-se de valoarea constantă $I_{20}$ de la mersul în gol.

*În cazul compensării incomplete* ($\varepsilon < 1$) curentul transversal are, dimpotrivă, valoarea minimă în regimul de scurtcircuit și pe măsura creșterii rezistenței de sarcină crește treptat tinzînd de asemenea către o valoare constantă, $I_{2max}$.

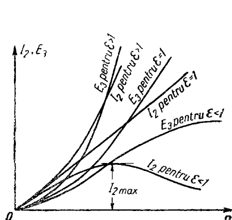



Fig. 2-6. Caracteristicile curentului circuitului transversal și ale t.e.m. de ieșire a MEA pentru diferite grade de compensare în funcție de viteza de rotație a indusului.

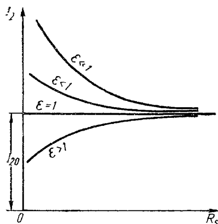



Fig. 2-7 Caracteristicile curentului circuitului transversal al MFA pentru diferite grade de compensare în funcție de rezistenta de sarcină.

Variația tensiunii MEA în sarcină pentru diferite valori ale gradului de compensare poate fi reprezentată prin caracteristicile externe (fig. 2.8).

*În cazul compensării critice* ($\varepsilon = 1$) căderea de tensiune în MEA este determinată de rezistența totală a rotorului și a înfășurării de compensare. Această cădere de tensiune, de regulă, este cu mult mai mare decît într-un generator obișnuit de curent continuu de aceeași putere.

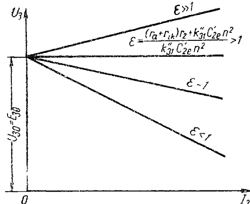



Fig. 2-8 Caracteristicile externe ale MEA pentru diferite grade de compensare în funcție de curentul de sarcină

*Căderea de tensiune mărită în MEA determină un randament scăzut față de mașinile de curent continuu*

*obişnuite*. Randamentul scăzut al MEA este determinat şi de pierderile mari din înfăşurarea rotorului, datorită trecerii prin aceasta a doi curenţi — din circuitul transversal şi cel longitudinal:

$$I_{ae}=\sqrt{\frac{1}{2}(I_2+I_3)^2+\frac{1}{2}(I_2-I_3)^2}=\sqrt{I_2^2+I_3^2}. \qquad (2.19)$$

Existenţa simultană a doi curenţi măreşte pînza de curent în rotor şi are influenţă şi asupra compensării, fapt care trebuie avut în vedere la calculul şi proiectarea MEA.

*Procesele tranzitorii în* MEA *cu cîmp transversal, ca şi la maşinile cu excitaţia în cascadă, sînt determinate de cea mai mare dintre constantele de timp.* În MEA cu cîmp transversal, constanta de timp determinantă este cea a circuitului transversal.

Ca rezultat al interacţiunii dintre circuitul transversal şi cel longitudinal ale MEA, are loc, pe de o parte, o oarecare micşorare a factorului de amplificare al primului etaj, iar pe de altă parte, o anumită accelerare a proceselor tranzitorii din circuitul transversal.

Influenţa circuitului transversal asupra celui longitudinal poate fi apreciată aproximativ printr-o creştere echivalentă a rezistenţei circuitului transversal al MEA, adică

$$r_{2e}=r_2\left(1+\frac{c'_{e1}}{r_2}k''_{21}n^2\right). \qquad (2.20)$$

Avînd în vedere rezistenţa echivalentă, constanta de timp a circuitului transversal al MEA poate fi determinată din relaţia

$$T_2=\frac{L_2}{r_2\left(1+\frac{c'_{e1}}{r_2}k''_{21}n^2\right)}. \qquad (2.21)$$

După cum se vede din această expresie, datorită interacţiunii dintre circuitul transversal şi cel longitudinal, constanta de timp echivalentă a circuitului transversal are o valoare mai mică decît constanta de timp corespunzătoare a etajului format din două maşini cu excitaţie independentă. *De aceea,* MEA *cu cîmp transversal, de regulă, se evidenţiază printr-o rapiditate mărită.*

Din expresia dată mai sus pentru constanta de timp a circuitului transversal se vede de asemenea că în general, dacă creşte viteza de rotaţie nominală, creste şi rapiditatea MEA.

### 2.3. Principiul de funcționare și particularitățile constructive ale mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal

La mașinile electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal pentru obținerea unor factori de amplificare mari se folosește efectul autoexcitării comandabile a mașinilor de curent continuu.

Autoexcitarea generatorului de curent continuu apare dacă înfășurarea sa de excitație $w_2$ este astfel conectată la indus, încît tensiunea sa magnetomotoare, care apare inițial datorită t.e.m. remanente, mărește t.e.m. $E_d$ a generatorului (fig. 2.9). Creșterea t.e.m. care începe la autoexcitarea generatorului duce la creșterea în continuare a tensiunii magnetomotoare a înfășurării sale de autoexcitație. Acest proces continuă pînă cînd căderea de tensiune din circuitul înfășurării de autoexcitație devine egală cu t.e.m. a generatorului.

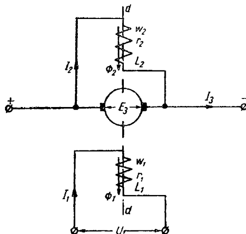


Fig. 2-9. Schema MEA cu cîmp longitudinal cu un etaj.

Dacă rezistența înfășurării de autoexcitație este mai mare decît valoarea critică, astfel încît creșterea căderii de tensiune din circuitul acestei înfășurări să depășească creșterea t.e.m. a generatorului, autoexcitarea generatorului nu va avea loc, însă cînd se aplică semnalul la înfășurarea de excitație independentă $w_1$, înfășurarea de autoexcitație va mări t.e.m. la ieșirea generatorului (fig. 2.10).

MEA *cu un etaj, cu cîmp longitudinal, este un generator de curent continuu cu autoexcitație comandabilă.*

*Factorul de amplificare al puterii la* MEA *cu un etaj poate ajunge numai pînă la valoarea de cîteva sute, fapt care face ca acestea să fie practic utilizate numai ca mașini electrice regulatoare.*

În calitate de amplificatoare de putere pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice se utilizează în special MEA cu cîmp longitudinal în două etaje (fig. 2.11).

*Mașina electrică amplificatoare cu cîmp longitudinal este o mașină de curent continuu, tetrapolară, cu poli aparenți.* Indusul unei astfel de MEA are înfășurarea buclată fără legături de egalizare, cu pasul corespunzător sistemului de excitație tetrapolar.

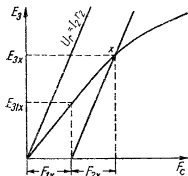



Fig. 2-10. Caracteristicile MEA cu cîmp longitudinal cu un etaj

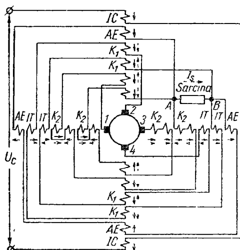



Fig 2-11 Schema de principiu a MEA cu cîmp longitudinal cu două etaje.

Pentru excitarea MEA, pe poli se așază trei tipuri de înfășurări de excitație (fig. 2.12) : $w_c$ — înfășurarea de comandă a primului etaj, $w_1$ — înfășurarea de comandă a celui de-al doilea etaj și $w_2$ — înfășurarea de autoexcitație a celui de-al doilea etaj. Aceasta din urmă poate fi realizată fie pentru conectarea în derivație, fie pentru conectarea în serie.

Înfășurarea $w_c$, așezată pe doi poli diametral opuși, creează un cîmp magnetic bipolar în amplificator. Sub acțiunea acestui cîmp, în înfășurarea buclată a indusului tetrapolar apare un curent de egalizare în circuitul căruia între periile de aceeași polaritate 1—3, este conectată înfășurarea tetrapolară $w_1$. Sub acțiunea curentului de egalizare $I_{13}$, care trece prin înfășurarea $w_1$, ia naștere cîmpul magnetic tetrapolar de comandă al celui de-al doilea etaj, care induce o t.e.m. la ieșirea MEA.

În circuitul de ieșire al MEA este conectată înfășurarea de autoexcitație comandabilă $w_2$, care creează cea mai mare parte a tensiunii magnetomotoare de excitație a celui de-al doilea

etaj al MEA. Circuitul acestei înfășurări este acordat pentru regimul de excitație supracritic și asigură un factor de amplificare mare al etajului de ieșire a amplificatorului în două etaje.

Deoarece înfășurarea de comandă a celui de-al doilea etaj al MEA este parcursă de curentul de comandă $I_{13}$ și de curentul de sarcină $I_2$, pentru excluderea influenței acestuia din urmă asupra tensiunii magnetomotoare a înfășurării $w_1$, bobinele acesteia se împart în două părți egale și se conectează bifilar în raport cu curentul $I_2$.

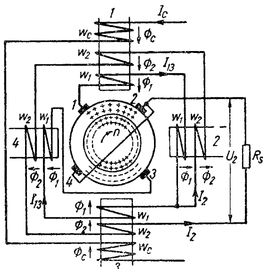



Fig. 2-12. Schema MEA cu cîmp longitudinal cu două etaje.

În afară de înfășurările principale de excitație examinate mai sus, pe polii MEA (fig. 2.13) există încă două sisteme de înfășurări de compensare: una $w_{k13}$ se așază pe polii *2—4* și servește pentru compensarea reacției indusului datorită curentului $I_{13}$ pe axa polilor *2—4*, iar cea de-a doua — $w_{k24}$ se așază pe polii *1—3* și servește pentru compensarea reacției indusului datorită curentului de egalizare parazitar $I_{24}$ care apare în circuitul periilor *2—4*. Pentru excluderea influenței curentului de sarcină, înfășurările de compensare $w_{k13}$ și $w_{k24}$, se execută bilifar în raport cu curentul $I_2$. Înfășurările de compensare din MEA cu cîmp longitudinal se execută fie concentrate, fie distribuite.

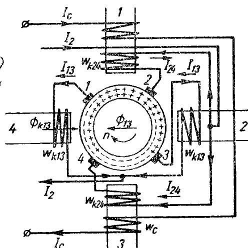



Fig. 2-13. Schema de conectare a înfășurărilor de compensare ale MEA cu cîmp longitudinal cu două etaje.

Cele mai bune rezultate, după datele Institutului Energetic din Moscova, s-au obținut combinînd execuția înfășurărilor de compensare, de aceea înfășurările $w_{k13}$ se fac distribuite, iar înfășurările $w_{k24}$ — concentrate.

Datorită faptului că înfășurarea rotorului MEA este parcursă de trei curenți: $I_{13}$, $I_{24}$ și $I_2$, polii auxiliari au o combinație de înfășurări. Înfășurările polilor auxiliari trebuie să creeze un flux care să compenseze reacția indusului în zona de comutație a celor trei curenți ai rotorului $I_{13}$, $I_{24}$ și $I_2$. După cum se vede din fig. 2.14, în raport cu circuitul de ieșire și cu curentul de sarcină $I_2$, polii auxiliari au două sisteme de înfășurări asimetrice bifilare, conectate la periile *1—3* și *2—4*.

Constructiv, MEA cu cîmp longitudinal se realizează ca mașină de curent continuu tetrapolară, cu înfășurarea indusului buclată simplă, fără legături de egalizare. Spre deosebire de mașinile de curent continuu normale, statorul MEA are înfășurările

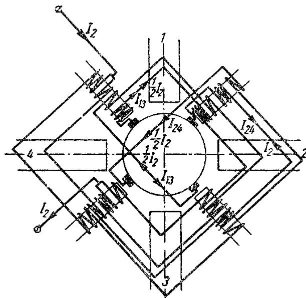


Fig. 2-14. Schema de conectare a înfășurărilor polilor auxiliari ale MEA cu cîmp longitudinal.

polilor principali și ale polilor auxiliari mult mai complexe. Datorită suprapunerii într-un circuit magnetic comun a sistemelor bipolare și tetrapolare, MEA cu cîmp longitudinal este foarte sensibilă la asimetria întrefierului și necesită o precizie mare la

confecționare și asamblare. Asimetria întrefierului se manifestă într-o mare măsură la MEA de putere mică cu întrefieruri relativ mici, unde influența acesteia elimină adesea posibilitatea de funcționare stabilă a mașinii. De aceea, în gama de puteri mici MEA cu cîmp longitudinal de obicei nu se fabrică. În prezent, se consideră ca principală gama de puteri de la 50—200 kW.

*Factorul de amplificare al puterii la* MEA *în două etaje atinge 40 000.* În cazul cînd este necesar un factor de amplificare de putere mai mare (pînă la 100 000) MEA se confecționează după schema de amplificare în trei etaje.

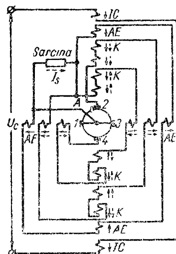


Fig. 2-15. Schema de principiu a MEA cu cîmp longitudinal cu trei etaje.

După cum se vede din fig. 2.15, MEA *în trei etaje* se deosebește de cea în două etaje prin prevederea unei punți de legătură între periile *1—3* și prin legarea înfășurării de comandă $w_1$ a sistemului de excitație tetrapolar la periile *2—4*, cît și prin absența înfășurării de compensare $w_{k13}$ pentru compensarea reacției transversale a indusului datorită curentului $I_{13}$.

La MEA în trei etaje, înfășurarea de comandă $w_{oc}$ creează un cîmp magnetic bipolar pe axa polilor *1—3*, sub influența căruia în înfășurarea indusului apare t.e.m. a primului etaj de amplificare și curentul de egalizare dintre periile *1—3*. Curentul de egalizare $I_{13}$ creează un flux magnetic transversal bipolar amplificat, orientat după axa polilor 2—4. Sub acțiunea fluxului de reacție a indusului datorit curentului $I_{13}$, între periile *2—4* apare t.e.m. a celui de-al doilea etaj de amplificare, care excită înfășurarea de comandă tetrapolară $w_1$ a celui de-al treilea etaj de amplificare. Sub acțiunea fluxului înfășurării $w_1$, la ieșirea MEA ia naștere o t.e.m. care crește suplimentar sub acțiunea fluxului înfășurării de autoexcitație $w_{ae}$. Circuitul înfășurării de autoexcitație $w_{ae}$ la MEA în trei etaje, ca și la cea în două etaje, trebuie să aibă rezistența mai mare decît valoarea critică.

Limita de acordare a circuitului înfășurării de autoexcitație este condiționată de obicei de autoexcitarea MEA datorită cîmpului remanent de histereză al oțelului circuitului magnetic. În

practică nu se utilizează mai mult de trei trepte de amplificare la MEA cu cîmp longitudinal, cu toate că teoretic această posibilitate există.

## 2.4. Caracteristicile principale care determină proprietățile de funcționare ale mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal

Pentru clarificarea proprietăților generale ale MEA cu cîmp longitudinal să examinăm mai întîi caracteristicile de funcționare ale amplificatorului cu un etaj a cărui schemă a fost reprezentată în fig. 2.9.

*Fluxul magnetic de excitație al* MEA *cu un etaj* este compus din fluxul excitației independente $\Phi_1$, și fluxul autoexcitației comandabile $\Phi_2$, adică

$$\Phi_d = \Phi_1 + \Phi_2. \qquad (2.22)$$

Dacă MEA are o înfășurare de autoexcitație în derivație și dacă funcționează în gol, t.e.m. la ieșire poate fi determinată din următoarele ecuații :

$$e_3 = c'n(w_2 I_2 + w_1 I_1); \qquad (2.23)$$

$$e_3 = i_2 r_2 + L_2 p i_2. \qquad (2.24)$$

Presupunînd că curentul în înfășurarea de excitație independentă a MEA se stabilește instantaneu, aceste ecuații pot fi aduse la următoarea formă :

$$e_3 = \frac{\dfrac{k'_e n U_1}{1 - k_w k'_e n}}{\left[1 + p\left(\dfrac{T_2}{1 - k_w k'_e n}\right)\right]}, \qquad (2.25)$$

unde

$$k_w = \frac{r_1 w_2}{w_1 r_2}; \quad k'_e n = \frac{c' n w_1}{r_1}; \quad T_2 = \frac{L_2}{r_2}.$$

Evident că în regim permanent t.e.m. a MEA cu un etaj este determinată de ecuația

$$E_3 = \frac{k'_e n}{1 - k_w k'_e n} U_1 = k_{eo} U_1; \qquad (2.26)$$

în care factorul de amplificare $k_{eo}$ al tensiunii MEA este dat de relaţia

$$k_{eo}=\frac{k'_e n}{1-k_w k'_e n}. \tag{2.27}$$

In mod corespunzător factorul de amplificare al puterii MEA cu un etaj este dat de relaţia

$$K_P=\frac{E_3 I_3}{I_1^2 r_1}=k_{eo}^2\frac{r_1}{R_3}. \tag{2.28}$$

După cum se vede din expresiile obţinute şi din fig. 2.16, la MEA cu cîmp longitudinal factorul de amplificare variază pronunţat cu viteza, în special cînd circuitul de autoexcitaţie este reglat într-un regim apropiat de cel critic (regimul de coincidenţă a caracteristicii de mers în gol cu caracteristica circuitului de auto excitaţie). De aceea, pentru funcţionarea stabilă a MEA este necesar un motor primar cu o caracteristică mecanică rigidă.

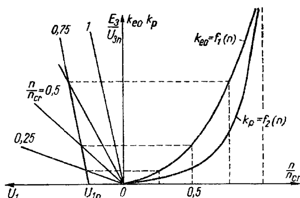



Fig. 2-16. Dependenţa factorului de amplificare al MEA cu cîmp longitudinal de viteza de rotaţie.

Procesele tranzitorii la MEA cu un etaj sînt determinate de constanta de timp a circuitului de autoexcitaţie. După cum s-a arătat mai sus, valoarea echivalentă a constantei de timp a acestui circuit se determină din următoarea relaţie :

$$T'_2=\frac{T_2}{1-k_w k'_e n}=\frac{L_2}{r_2-c'w_1 n}. \tag{2.29}$$

Constanta de timp a MEA cu cîmp longitudinal are întotdeauna o valoare mai mare decît constanta de timp a indusului unui generator de curent continuu normal de putere echivalentă.

Constanta de timp a MEA este cu atît mai mare cu cît este mai mare valoarea factorului său de amplificare al puterii $K_p$. La variația vitezei de rotație a indusului, constanta de timp a MEA crește pronunțat tinzînd către o valoare infinită cînd viteza se apropie de valoarea critică.

Este ușor de văzut că creșterea factorului de amplificare la MEA cu un etaj, chiar în cazul unui circuit magnetic ideal cu remanență magnetică foarte mică, este limitată de scăderea accentuată a vitezei de răspuns. De aceea, pentru asigurarea unor factori de amplificare mai mari, la o viteză de răspuns mare, se utilizează MEA cu două și cu trei etaje.

*Pentru clarificarea proprietăților amplificatoarelor cu mai multe etaje, vom examina caracteristicile de funcționare ale* MEA *cu două etaje.*

Pentru primul și al doilea etaj al MEA cu două etaje (vezi fig. 2.12), în regim permanent se pot scrie următoarele ecuații:

$$\left.\begin{aligned} E_{13} &= c_1' n \left[w_c I_c - \frac{2}{3} w_a (1-\varepsilon_{24}) \frac{E_{24}}{r_{24}}\right]; \\ E_{24} &= c_1' n \frac{2}{3} w_a (1-\varepsilon_{13}) \frac{E_{13}}{r_{13}}; \end{aligned}\right\} \qquad (2.30)$$

$$E_3 = c_2' n \left(w_1 \frac{E_{13}}{r_{13}} + w_2 \frac{E_3}{r_3}\right). \qquad (2.31)$$

Rezolvarea acestor ecuații dă expresia t.e.m. a MEA cu două etaje în regim permanent:

$$E_3 = \frac{\dfrac{c_1' w_c}{r_c} n \dfrac{c_2' w_1}{r_{13}} n U_c}{\left(1 - \dfrac{c_2' w_2}{r_3}\right)\left[1 + \dfrac{2}{3} w_a \dfrac{c_1' n}{r_{13}} (1-\varepsilon_{13}) \dfrac{2}{3} w_a \dfrac{c_1' n}{r_{24}} (1-\varepsilon_{24})\right]}. \qquad (2.32)$$

De aici se obține factorul de amplificare al tensiunii al MEA cu două etaje:

$$k_{2eo} = \frac{k_1' n k_2' n}{(1 - k_{w2} k_2' n)} [1 + k_{w13} k_{w24} (k_1' n)^2 (1-\varepsilon_{13})(1-\varepsilon_{24})], \qquad (2.33)$$

unde

$$k_{w13} = \frac{2}{3} \cdot \frac{w_a}{w_c} \cdot \frac{r_c}{r_{13}}; \quad k_{w2} = \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{r_{13}}{r_3};$$

$$k_{w24} = \frac{2}{3} \cdot \frac{w_a}{w_c} \cdot \frac{r_c}{r_{24}}; \quad k_1' n = \frac{c_1' w_c}{r_c} n; \quad k_2' n = \frac{c_2 w_1}{r_{13}} n.$$

În mod corespunzător factorul de amplificare al puterii este dat de relația

$$K_{2P}=\frac{E_3 I_3'}{I_c^2 r_c}=k_{2eo}^2\frac{r_c}{R_3}. \quad (2.34)$$

*În mod analog pot fi obținute expresiile pentru factorii de amplificare ai MEA cu cîmp longitudinal cu trei etaje.*

Factorul de amplificare al tensiunii la MEA cu trei etaje se obține sub forma

$$k_{3eo}=\frac{k_{w1}(k_1' n)^2 k_2' n}{(1-k_{w2}k_2' n)}\left[1-k_{w13}k_{w24}(k_2' n)^2(1-\varepsilon_{24})\right]; \quad (2.35)$$

unde

$$k_{w1}=\frac{2}{3}\cdot\frac{w_a}{w_c}\cdot\frac{r_c}{r_{13}}.$$

Factorul de amplificare al puterii la MEA cu trei etaje se determină cu o formulă analogă cu (2.34)

$$K_{3P}=k_{3eo}^2\frac{r_c}{R_3}. \quad (2.36)$$

Amplificarea suplimentară datorită etajelor anterioare permite la MEA cu cîmp longitudinal cu mai multe trepte, să se obțină un factor de amplificare foarte mare. În legătură cu aceasta circuitul de autoexcitație, la MEA cu mai multe etaje, poate fi mult slăbit. Aceasta dă posibilitatea de a mări simțitor rapiditatea MEA cu mai multe etaje în comparație cu MEA cu un etaj.

Într-adevăr, dacă avem în vedere numai constanta de timp a circuitului de autoexcitație, neglijînd constanta de timp a celorlalte circuite ale MEA cu cîmp longitudinal, valoarea echivalentă a acestei constante de timp este legată de factorul de amplificare al circuitului de autoexcitație prin următoarea relație:

$$T_{2r}=\frac{T_2}{1-k_{w2}k_2' n}. \quad (2.37)$$

După cum se vede din curba reprezentată în fig. 2.17, în zona factorilor de amplificare mari (pentru $k_2' n\approx 1/k_{w2}$) o ușoară micșorare a acestuia duce la o micșorare importantă a constantei de timp a circuitului de autoexcitație. De aceea, MEA cu mai multe etaje au devenit tipul principal de amplificatoare de acest gen pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice.

MEA cu un etaj se utilizează numai ca maşini electrice regulatoare în sistemele cu regim de lucru apropiat de cel astatic.

În cazul compensării incomplete a reacţiei indusului datorita curenţilor $I_{13}$ şi $I_{24}$, la MEA cu două etaje apare o reacţie negativă interioară puternică, care micşorînd factorul de amplificare al MEA, stabilizează parametrii acesteia la variaţia vitezei de rotaţie a indusului.

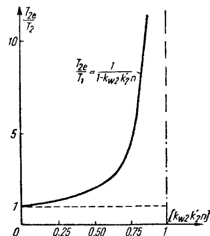



Fig. 2-17. Constanta de timp echivalentă a circuitului de autoexcitaţie al MEA cu cîmp longitudinal în funcţie de factorul de amplificare al circuitului de autoexcitaţie.

La MEA cu trei etaje, compensarea incompletă a reacţiei indusului datorită curentului $I_{24}$ nu dă un astfel de rezultat şi de aceea, aceasta este mult mai sensibilă la variaţia vitezei de rotaţie a indusului.

Pentru mărirea rapidităţii MEA cu cîmp longitudinal, în ultimul timp au fost făcute încercări pentru crearea unui amplificator cu trei etaje, fără înfăşurare de autoexcitaţie.

La MEA cu trei etaje cu cîmp longitudinal şi fără înfăşurare de autoexcitaţie, concomitent cu creşterea rapidităţii MEA, se micşorează simţitor factorul de amplificare $k_{e0}$. Excitaţia etajului de ieşire a unei astfel de MEA este creată numai de o singură înfăşurare de comandă a celui de-al treilea etaj de amplificare, care este calculată pentru puterea totală de excitaţie. În afară de aceasta, în această MEA se admite o oarecare subcompensare a fluxului de reacţie al indusului datorită curentului $I_{24}$, care cu toate că micşorează puţin factorul de amplificare al MEA, stabilizează caracteristicile acesteia, în cazul asimetriei magnetice şi a excentricităţii întrefierului.

Astfel, cu toate posibilităţile mari ale MEA cu mai multe etaje, încă nu s-a definitivat tipul lor pentru fabricaţia industrială.

Utilizarea unor astfel de MEA în sistemele de automatizare cu maşini electrice, are deocamdată un caracter sporadic. Însă posibilităţile producţiei de maşini electrice amplificatoare pentru puteri foarte mari pentru utilizare ca maşini principale de acţionare face ca MEA cu mai multe etaje cu cîmp longitudinal să aibă perspective de viitor.

## 2.5. Seriile industriale de mașini electrice amplificatoare pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice

În prezent, industria electrotehnică a U.R.S.S. fabrică în serie mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal destinate pentru funcționarea în gama de puteri de la 0,3 pînă la 60 kW.

În U.R.S.S. nu se fabrică deocamdată în serie mașini electrice amplificatoare cu cîmp longitudinal, cu toate că la comandă individuală acestea se confecționează în cîteva uzine.

De aceea, în sistemele de automatizare cu mașini electrice se utilizează în special mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal.

Cele mai răspîndite dintre seriile fabricate în Uniunea Sovietică este seria amplificatoarelor de tip ЭМУ care constă din 10 tipuri constructive și cuprinde gama de puteri de la 0,3 la 60 kW.

Mașinile electrice amplificatoare din seria ЭМУ sînt destinate funcționării de durată si permit o suprasarcină de curent de scurtă durată (față de datele nominale) : dublă — timp de 3 s la tensiunea nominală și o suprasarcină momentană de patru ori pentru jumătate din tensiunea nominală.

În afară de aceasta, MEA din seria ЭМУ permit o creștere momentană a tensiunii induse în regim de forțare pînă la 1,75 ori tensiunea nominală și o mărire a tensiunii pînă la 1,3 ori tensiunea nominală timp de 5 min. la curentul de sarcină nominal.

Curentul de durată în înfășurările de comandă, la conectarea lor în opoziție, nu trebuie să depășească de 5—9 ori curentul nominal, la tensiunea nominală de ieșire.

Mașinile electrice amplificatoare din seria ЭМУ se fabrică cu 2, 3 sau 4 înfășurări de comandă.

Numărul înfășurărilor și parametrii acestora sînt determinate în special de condițiile impuse de sistemele de automatizare cu mașini electrice în care se utilizează MEA cu cîmp transversal.

Diversitatea mare de scheme de automatizare cu mașini electrice a condiționat o varietate mare de complete înfășurări de comandă pentru fiecare tip de MEA. La cererea beneficiarului MEA de tipul ЭМУ se livrează de către fabrică cu oricare dintre completele de înfășurări standardizate.

Pentru reglarea și stabilirea unui anumit grad de compensare a reacției longitudinale a indusului, fiecare mașină electrică amplificatoare are un reostat de reglare înglobat în ea.

În execuție normală gradul de compensare al MEA este astfel reglat încît se exclude posibilitatea creșterii tensiunii de ieșire la creșterea sarcinii amplificatorului.

Mașinile electrice amplificatoare din seria ЭМУ cu putere pînă la 1,5 kW se fabrică în construcție monobloc, protejate, cu autoventilație, iar de la 1,5 pînă la 60 kW, sub formă de agregate, de asemenea protejate, cu autoventilație.

În construcția monobloc (fig. 2.18, *a*) mașina electrică amplificatoare *2* și motorul ei primar *1* se montează într-un corp comun. Indusul MEA și rotorul motorului primar sînt așezate pe un ax comun pe care se află și discul comun de echilibrare și ventilatorul. Scuturile MEA și ale motorului primar de regulă sînt comune. Conectarea la rețea a motorului primar și la schema

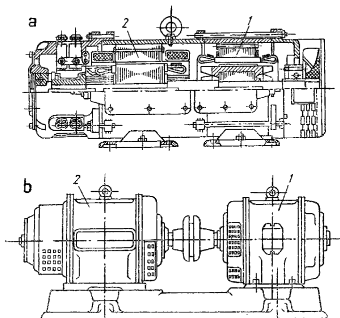



Fig 2-18. Construcția mașinilor electrice amplificatoare monobloc (*a*) și în agregat (*b*).

MEA se face din cutii de borne separate (fig. 2.19). În cutia MEA în afara bornelor se așază și reostatul pentru reglarea gradului de compensare.

Schemele de legătură ale înfășurărilor și ale bornelor atît la MEA cu motor asincron cît și la MEA cu motor de curent con

tinuu sînt complet identice. Cu linii pline se arată pe scheme conexiunile MEA cu două înfășurări de comandă. Legăturile celei de-a treia ($0\,III_1$—$0\,III_2$) și celei de a patra ($0\,IV_1$—$0\,IV_2$) înfășurări de comandă sînt reprezentate în schemă cu linie întreruptă.

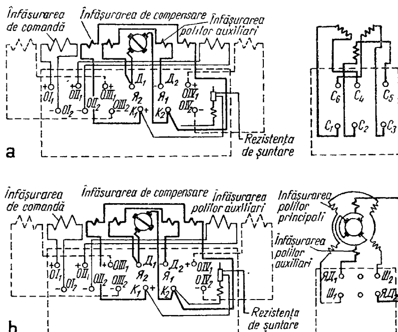



Fig. 2-19. Schemele de conectare ale înfășurărilor și bornelor mașinilor electrice amplificatoare monobloc din seria ЭМY cu motor asincron (*a*) și cu motor de curent continuu (*b*)

În cazul a două înfășurări de comandă, în cutia de borne nu se folosesc bornele $0\,III_1$—$0\,III_2$ și $0\,IV_1$—$0\,IV_2$, iar în cazul a trei înfășurări nu se folosesc bornele $0\,IV_1$—$0\,IV_2$.

Capetele reostatelor de șuntare au legătură exterioară și se conectează la bornele înfășurării de compensare $K_1$—$K_2Я_1$.

Pentru stabilizarea gradului de compensare cînd temperatura MEA variază, în serie cu reostatul care șuntează înfășurarea de compensație se conectează o rezistență adițională confecționată din sîrmă de cupru.

Înfășurările motoarelor primare au capetele scoase în cea de-a doua cutie de borne.

De la motorul asincron începuturile fazelor sînt scoase la bornele $C_1$—$C_2$—$C_3$, iar sfîrșiturile — la bornele $C_4$—$C_5$—$C_6$.

Ieşirile indusului motorului de curent continuu sînt legate la bornele ЯД$_1$—ЯД$_2$, iar cele ale înfăşurării de excitaţie — la bornele Ш$_1$—Ш$_2$. Sensul de rotaţie al maşinilor electrice amplificatoare din seria ЭМУ este spre stînga (adică în sens contrar sensului acelor de ceasornic), dacă privim dinspre colectorul amplificatorului.

În cazul construcţiei în agregat (fig. 2.18, *b*), MEA cu cîmp transversal se confecţionează sub formă de maşină separată care se montează împreună cu motorul primar pe o placă de bază turnată. Cuplajul este de obicei de tipul elastic. Construcţia MEA sub formă de maşină separată nu prezintă particularităţi deosebite, în comparaţie cu construcţiile tipizate de maşini cu colector. De obicei MEA are execuţie protejată cu izolaţie rezistentă la umiditate.

Conectarea la schemă a MEA, realizată sub formă de maşină separată, se face cu ajutorul unei cutii de borne asemănătoare cu cea de la MEA în construcţie monobloc (fig. 2.20).

Sensul de rotaţie al maşinilor electrice amplificatoare din seria ЭМУ este spre stînga, adică contrar sensului acelor de ceasornic, privind dinspre colectorul amplificatorului. La cererea beneficiarului, MEA cu construcţie în agregat se execută şi cu sensul de rotaţie al indusului spre dreapta.

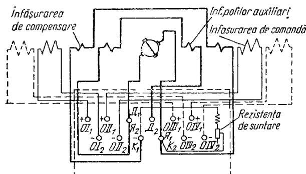



Fig. 2-20. Schema de conectare a înfăşurărilor şi bornelor maşinilor amplificatoare din seria ЭМУ avînd construcţia în agregat.

Alegerea maşinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal pentru diferite instalaţii de automatizare cu maşini electrice se face în mod analog cu alegerea generatoarelor de curent continuu obişnuite, în funcţie de condiţiile concrete de funcţionare din sistem, cît şi în funcţie de valorile semnalelor de comandă, aplicate la înfăşurările de comandă.

Date amănunţite referitoare la diferitele tipuri de maşini electrice amplificatoare din seria ЭМУ sînt indicate în anexa 1.

# III. PROPRIETĂȚILE GENERALE ALE MAȘINILOR ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL

## 3.1. Tensiunea electromotoare a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal poate fi reprezentată în cazul cel mai simplu prin schema echivalentă formată dintr-o cascadă compusă din două mașini de curent continuu cu excitație independentă (fig. 3.1, *a*). În acest caz t.e.m. la ieșirea MEA va fi determinată evident, de parametrii circuitului înfășurării de comandă și de parametrii circuitului transversal și poate fi exprimată prin următoarea relație:

$$E_3 = \left(\frac{p_n}{a \cdot 60} N_a 10^{-8}\right)^2 \lambda_1 \lambda_2 \frac{\frac{N_a}{4a} W_1}{r_1 r_2} U_1, \tag{3.1}$$

unde $\lambda_2$ și $\lambda_1$ sînt permeanțele circuitului magnetic al MEA pentru fluxul de excitație principal pe axa transversală și pentru fluxul de comandă pe axa longitudinală.

După cum se vede din relația (3.1) pentru obținerea unor factori de amplificare de tensiune mari în MEA idealizată este rațional a avea un indus mare cu un număr mare de spire și un sistem statoric corespunzător nesaturat cu înfășurare de comandă. În MEA reală relația (3.1) se modifică datorită intervenției fluxurilor de reacție a secțiilor în comutație din circuitul transversal și fluxurile datorite compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului.

Schema echivalentă a mașinii electrice amplificatoare reale, avînd în vedere fluxurile de reacție al secțiilor în comutație și compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului, este reprezentată în fig. 3.1, *b* și se deosebește de cea idealizată prin introducerea înfășurărilor suplimentare parcurse de curenții circuitelor transversal și longitudinal care interacționează cu fluxul înfășurării de comandă.

Conform schemei echivalente a MEA reale, ecuația t.e.m. a acesteia pentru funcționare în gol poate fi scrisă sub forma:

$$E_{30}=\frac{\left(\frac{p_n}{a\cdot 60}N_a\,10^{-8}\right)^2\lambda_1\lambda_2\frac{\frac{N_a}{4a}w_1}{r_1r_2}U_1}{1+\frac{p_n}{a\cdot 60}N_a\,10^{-8}\frac{\lambda_1}{r_2}(k_{p2}-k_{\mathrm{Fe}})}\,. \tag{3.2}$$

Din această ecuație rezultă că creșterea numărului de spire al înfășurării indusului la MEA reală, pentru obținerea unui factor

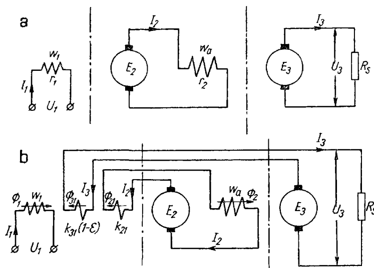



Fig 3.1. Schemele echivalente ale mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp de excitație transversal:

*a* — neglijînd reacția circuitului transversal și compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului; *b* — luînd în considerație reacția circuitului transversal și compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului.

de amplificare la tensiune cît mai mare, duce concomitent și la mărirea reacției secțiilor în comutație din circuitul transversal, fapt ce are ca rezultat că creșterea peste o anumită limită a numărului de spire al înfășurării indusului este practic inutilă (fig. 3.2).

*În practică s-au stabilit anumite dimensiuni geometrice optime ale indusului și ale statorului pentru care se asigură o utilizare maximă a cuprului înfășurărilor și o valoare mare a factorului de amplificare al* MEA.

La calculul t.e.m. a MEA cu cîmp transversal se pleacă de obicei de la fluxul magnetic rezultant din axa longitudinală, $\Phi_1$, a cărui mărime este determinată de relația

$$\Phi_1 = \frac{60aE_2 10^8}{pn N_a} \quad [\text{Mx}]. \tag{3.3}$$

Reacția secțiilor în comutație ale circuitului transversal și reacția circuitului transversal datorită pierderilor în fier, se iau în considerare în ecuația tensiunilor magnetomotoare din axa longitudinală.

$$F_{1c} = F_{10} + F_{p2} + F_{\text{Fe}}, \tag{3.4}$$

unde $F_{10}$ este tensiunea magnetică a fluxului longitudinal:

$$F_{10} = 1{,}05\ 1{,}6\ \frac{\delta k_\delta}{\alpha_p \tau l} \Phi_l \quad [\text{A}].$$

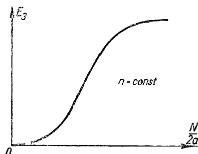



Fig. 3-2. Caracteristica t.e.m. a mașinii electrice amplificatoare în funcție de numărul de spire al înfășurării indusului.

Evident că deducerea relațiilor cantitative pentru tensiunea magnetomotoare a fluxului de comandă $F_{10}$ și pentru cea a fluxului de reacție a secțiilor în comutație $F_{p2}$, cît și pentru cea corespunzătoare pierderilor în fier datorită fluxului transversal $F_{\text{Fe}}$ dau posibilitatea să se determine relațiile optime ale datelor constructive de bobinaj ale MEA.

La funcționarea în sarcină a MEA, în circuitul său longitudinal mai apare o componentă a fluxului $\Phi_1$, datorită compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului. Pe schema echivalentă (fig. 3.1, *b*), acțiunea datorită compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului este reprezentată sub formă de înfășurare suplimentară în circuitul longitudinal, parcursă de curentul de sarcină al MEA.

Conform schemei echivalente din fig. 3.1, *b*, în sarcină tensiunea MEA cu cîmp transversal poate fi exprimată prin următoarea ecuație:

$$\boxed{U_3 = E_{30} \frac{\dfrac{R_s}{(r_3+R_s)}}{1 + \dfrac{\lambda_{1k}\lambda_2 \left(\dfrac{pn}{a \cdot 60}\dfrac{N_a}{4a} 10^{-8}\right)^2}{r_2 (r_3+R_s)} (1-\varepsilon)}}, \tag{3.5}$$

în care $r_3 = r_a + r_k$ este rezistența totală a circuitului longitudinal al indusului MEA;

$R_s$ — rezistența de sarcină;

$\varepsilon = \left(\frac{r_p}{r_k + r_p}\right)\frac{w_k}{\frac{N_a}{4a}}$ — gradul de compensare al reacției longitudinale a indusului.

Din ecuația (3.5) se vede că compensarea inexactă a reacției longitudinale a indusului poate determina atît scăderea (cînd $\varepsilon < 1$) cît și creșterea (cînd $\varepsilon > 1$) factorului de amplificare de tensiune al mașinii electrice amplificatoare la funcționarea în sarcină, modificînd parametrii MEA în comparație cu valorile acestora pentru mersul în gol. Modificarea parametrilor MEA cu cîmp transversal în sarcină poate deranja stabilitatea funcționării sistemului de automatizare cu mașini electrice, și de aceea întotdeauna se tinde să se regleze MEA la regimul de compensare exactă ($\varepsilon = 1$).

Este ușor de văzut că compensarea inexactă ($\varepsilon \neq 1$) determină în sarcină o variație a parametrilor MEA cu atît mai mult cu cît este mai mare factorul de amplificare de tensiune, adică cu cît este mai mare numărul de spire al înfășurării indusului. Această din urmă împrejurare limitează pe de o parte amplificarea admisă a MEA cu cîmp transversal, iar pe de altă parte, în cazul factorilor de amplificare de tensiune mari, determină necesitatea executării deosebit de precise și îngrijite a înfășurării de compensare

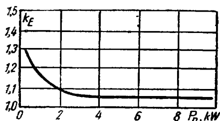



Fig. 3-3. Coeficientul de variație a tensiunii MEA în funcție de putere nominală a acesteia.

Raportul dintre t.e.m. $E_{30}$ a MEA la funcționarea în gol și tensiunea $U_3$ la funcționarea în sarcină, se apreciază de obicei, prin coeficientul de variație al tensiunii $k_E$.

$$k_E = \frac{E_{30}}{U_3}. \qquad (3.6)$$

Pentru asigurarea funcționării stabile a MEA în raport cu compensarea reacției longitudinale a indusului, coeficientul de variație a tensiunii nu trebuie să depășească anumite valori (fig. 3.3).

Creșterea suplimentară a factorului de amplificare la MEA cu cîmp transversal, după cum a arătat practica, poate fi realizată

prin montarea unor înfășurări de excitație suplimentare pe stator. De aceea, în construcțiile moderne de mașini electrice amplificatoare, de regulă, se prevăd astfel de bobine în axa transversală. Trebuie menționat însă că înfășurarea circuitului transversal, mărind factorul de amplificare al MEA, mărește concomitent și constanta de timp a circuitului transversal al acesteia, micșorînd rapiditatea.

Pentru ca la introducerea unei astfel de înfășurări în circuitul transversal scăderea rapidității MEA să fie minimă, raportul dintre numărul de spire al înfășurării indusului și numărul de spire al înfășurării circuitului transversal se determină din următoarea expresie :

$$\frac{w_{S2}}{w_a} = \frac{\frac{N_a}{2S_a}\left(1+\frac{\Delta U_{p2}}{E_2}\right)}{\left(\frac{w_{S2}}{S_{S2}} - \frac{N_a}{2S_a}\,\frac{\Delta U_{p2}}{E_2}\right)}, \tag{3.7}$$

unde $w_{S2}$; $S_{S2}$ — numărul de spire și secțiunea conductoarelor înfășurării de magnetizare suplimentară a circuitului transversal ;

$w_a$; $S_a$ — numărul de spire și secțiunea conductoarelor înfășurării indusului MEA bipolare ;

$\Delta U_{p2}$ — căderea de tensiune la contactul periilor din circuitul transversal ;

$E_2$ — t.e.m. a rotorului MEA în circuitul transversal.

## 3.2. Reacția secțiilor în comutație din circuitul transversal al mașinii electrice amplificatoare

Reacția secțiilor în comutație din circuitul transversal al MEA formează una din componentele principale ale reacției negative a circuitului transversal asupra celui longitudinal.

După cum s-a arătat mai sus reacția secțiilor în comutație din circuitul transversal se apreciază după tensiunea magnetomotoare longitudinală, care se determină cu formula :

$$F_{p2} = 2\beta_p w_s I_{Ks}. \tag{3.8}$$

După cum se vede din formula (3.8) tensiunea magnetomotoare de reacție a secțiilor în comutație din circuitul trans-

versal este determinată de valoarea medie a curentului de comutație, $I_{Ks}$. Valoarea medie a acestui curent poate fi determinată din ecuația curbei de variație a curentului din secția înfășurării indusului în timpul comutației.

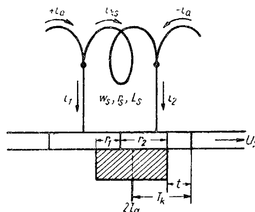


Fig. 3-4 Circuitul secției în comutație a rotorului MEA

Să examinăm circuitul secției în comutație a MEA (fig. 3.4), presupunînd că rezistența de contact a periei cu lamela care se apropie ($r_1$) și cu lamela care se îndepărtează ($r_2$) rămîn constante în decursul perioadei de comutație și nu depind de suprafața de contact a periei cu lamelele colectoare ($r_1 = r_2 = \text{const}$). În acest caz dacă lățimea periei este mai mică decît pasul de colector, avînd în vedere prezența în secție a t.e.m. reactive $e_r$ și a t.e.m. datorite cîmpului exterior din zona de comutație $e_{a2}$, curentul de comutație este dat de următoarea expresie :

$$e_r + e_{a2} = i_{Ks} r_s + (i_a + i_{Ks}) r_2 - (i_a - i_{Ks}) r_1 = i_{Ks}(r_s + r_2 + r_1). \quad (3.9)$$

T.e.m. reactivă din secția în comutație este egală cu $e_r = -L_s p i_{Ks}$, de unde ecuația curentului de comutație poate fi scrisă sub forma :

$$\left(\frac{L_{Ks}}{\sum r} p + 1\right) i_{Ks} = \frac{e_K}{\sum r}$$

sau

$$\boxed{i_{Ks} = i_a e^{-\frac{\sum r}{L_s} t} + \frac{e_k}{\sum r}\left(1 - e^{-\frac{\sum r}{L_s} t}\right)} \quad (3.10)$$

unde $\sum r = r_1 + r_2 + r_s$ este rezistența totală a circuitului în comutație, compusă din rezistența de trecere a contactului la perie și cea a secției aflate în comutație.

Datorită dependenței de curent a rezistenței contactului periei, rezistența totală a secției în comutație se ia pentru fiecare valoare a curentului separat (vezi fig. 3.5).

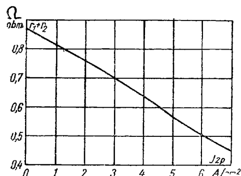



Fig. 3-5. Caracteristica rezistenței de trecere $(r_1+r_2)=f(j_{2p})$ a periilor marca 3Г-8 în funcție de densitatea curentului.

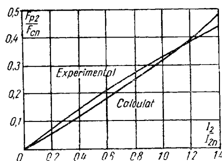



Fig. 3-6. Curba experimentală și calculată a tensiunii magnetomotoare datorită curenților de comutație ai MEA cu perii marca 3Г-8

Din expresia (3.10) valoarea medie a curentului pentru perioada de comutație, se determină cu formula

$$I_{Ks}=\frac{e_k}{\sum r}\left[1-\frac{T_s}{T_K}\left(1-e^{-\frac{T_K}{T_s}}\right)\right]+I_a\frac{T_s}{T_K}\left(1-e^{-\frac{T_K}{T_s}}\right), \quad (3.11)$$

unde

$T_s=L_s/\Sigma r$ este constanta de timp a secției aflate în comutație;
$T_K$ — perioada de comutație.

După cum se vede din fig. 3.6 valorile de calcul ale tensiunii magnetomotoare datorite curenților de comutație ai circuitului transversal al MEA, determinate după valorile medii ale curenților de comutație $I_{Ks}$, avînd în vedere variația rezistenței totale a contactului periei în funcție de curentul circuitului transversal, coincide bine cu datele experimentale.

Reacția curenților de comutație ai circuitului transversal al MEA (fig. 3.7), cînd se utilizează perii de grafit sau de electrografit este aproximativ aceeași și reprezintă 30—35% din tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă. Reacția curenților de comutație ceva mai mică în cazul utilizării periilor de grafit, se explică prin creșterea rezistenței acestora în comparație cu periile de electrografit ($U_{pG}=6$ V; $U_{pEG}=2$ V).

Dacă la MEA se montează perii de cupru grafitat cu rezistență mică de trecere ($U_{pCG}=0{,}2$ V), reacția curenților de comutație ai circuitului transversal crește considerabil.

La prima vedere s-ar părea că întrucît rezistența de trecere a periilor din cupru grafitat este mică, se micșorează și rezistența circuitul transversal al MEA, iar curentul acestui circuit, pentru aceleași valori ale curentului de comandă, trebuie să fie mai mare decît la MEA cu perii din grafit sau din electrografit. În realitate însă, în cazul utilizării periilor din cupru grafitat, reacția curenților de comutație devine atît de mare încît pentru aceleași valori ale curentului de comandă, curentul în circuitul transversal va fi de 4—5 ori mai mic decît în cazul cînd MEA funcționează cu perii din electrografit. De aceea pentru micșorarea reacției curenților de comutație la MEA cu cîmp transversal este mai rațional să se utilizeze perii dure cu o rezistență de trecere suficient de mare.

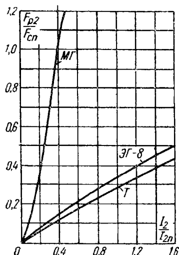



Fig. 3-7. Caracteristica tensiunii magnetomotoare a curenți lor de comutație din circuitul transversal al MEA pentru diferite calități de perii

Tensiunea magnetomotoare de reacție a curenților de comutație ai circuitului transversal al MEA, în calculele inginerești, după cum se vede din curbele reprezentate mai sus, poate fi considerată cu precizie suficientă, ca proporțională cu curentul din circuitul transversal.

## 3.3. Acțiunea demagnetizantă a curenților turbionari din miezul indusului mașinii electrice amplificatoare

În timpul rotirii MEA, fluxul magnetic transversal produce pierderi în fierul miezului indusului. Puterea pierdută în fierul indusului MEA este compensată de energia mecanică utilizată pentru rotirea acestuia. Aceleași pierderi creează o componentă longitudinală a cîmpului magnetic, a cărui tensiune magnetomotoare formează cea de-a doua componentă a reacției negative

între circuitul transversal al MEA și cel longitudinal. De aceea, pierderile în fierul indusului micșorează factorul de amplificare al MEA, însă, datorită acțiunii stabilizatoare a reacțiilor negative, măresc stabilitatea caracteristicilor acesteia.

Tensiunea magnetomotoare a fluxului longitudinal datorit pierderilor în fierul indusului MEA care se rotește cu viteză constantă, se determină cu relația

$$F_{Fe}=k_1 \frac{P_{Fe}}{E_3} w_a , \qquad (3.12)$$

în care $k_1=0{,}55$—$0{,}65$ este un coeficient, prin care se ține seama de distribuirea tensiunii magnetomotoare $F_{Fe}$ pe pasul polar.

Deoarece pierderile datorite curenților turbionari în fierul MEA cu cîmp transversal pot fi considerate proporționale cu pătratul curentului din circuitul transversal, datorită proporționalității t.e.m. la ieșirea MEA cu puterea întîia a curentului din circuitul transversal, tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor din fierul indusului va fi proporțională cu curentul din circuitul transversal al MEA :

$$F_{Fe}=k_{Fe} I_2 . \qquad (3.13)$$

După cum se vede din fig. 3.8 tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor în fierul indusului MEA pentru curentul nominal în circuitul transversal, reprezintă aproximativ 15—20% din tensiunea magnetomotoare nominală a înfășurării de comandă.

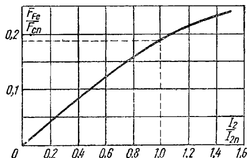



Fig. 3-8. Tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor în fierul rotorului MEA la viteza constantă, în funcție de curentul circuitului transversal

Relația dintre tensiunea magnetomotoare datorită pierderilor în fierul rotorului și curentul din circuitul transversal în zona de saturație mică a MEA, poate fi considerată liniară și în calculele inginerești ale caracteristicilor MEA cu cîmp transversal este adoptată liniară. Cînd MEA funcționează în zona de saturație, de

exemplu în schemele de forțare a excitației, această tensiune magnetomotoare depinde neliniar de curentul din circuitul transversal. De aceea, factorul de reacție datorită tensiunii magnetomotoare cauzate de pierderile din fier, în zona de saturație, capătă altă valoare decît în cazul saturației mici.

## 3.4. Particularitățile calculului electric al mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Particularitățile calculului electric al mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal în comparație cu calculul generatoarelor de curent continuu obișnuite, sînt determinate de utilizarea mai complexă a indusului MEA atît pentru generarea în acesta a t.e.m. cît și pentru crearea cîmpului magnetic de excitație principal al mașinii, precum și de prezența reacțiilor interioare dintre circuitul transversal și cel longitudinal, cu circuitul înfășurării de comandă.

Ca și calculul generatoarelor de curent continuu obișnuite, calculele mașinilor electrice amplificatoare se reduc la rezolvarea ecuațiilor cu mai multe necunoscute legate între ele, iar din punct de vedere matematic reprezintă o problemă nedeterminată. De aceea, calculul mașinilor electrice amplificatoare, analog calculului generatoarelor de curent continuu normale, se bazează pe alegerea unei serii întregi de mărimi după datele medii statistice ale fabricației acestor mașini în diferite uzine. Aceste valori medii ale mărimilor determină de asemenea particularitățile caracteristice ale calculului mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal.

În cele ce urmează se vor examina particularitățile calculului MEA cu cîmp transversal pe elemente separate.

### A. *Calculul dimensiunilor principale ale MEA cu cîmp transversal*

Alegerea parametrilor principali ai MEA — diametrul $D_a$ și lungimea motorului $l_a$ — se efectuează după valoarea puterii de calcul la ieșire:

$$P_c = P_n \frac{E_{30}}{U_{3n}} = k_E P_n. \tag{3.14}$$

Cu ajutorul constantei $C_A$ a mașinii, luată din curba reprezentată în fig. 3.9, se calculează diametrul și lungimea rotorului cu formulele:

$$D_a = \sqrt[3]{\frac{C_A P_c 2p}{\pi K_\lambda n_n}} \quad [\text{cm}]; \qquad (3.15)$$

$$l_a = k_\lambda \tau = k_\lambda \frac{\pi D_a}{2p} \quad [\text{cm}], \qquad (3.16)$$

unde $k_\lambda = 0{,}4$—$0{,}7$.

După determinarea dimensiunilor principale, calculul se efectuează în continuare în următoarea ordine: se calculează indusul și statorul MEA iar apoi se face un calcul de verificare în ceea ce privește comutația, pierderile și randamentul mașinii.

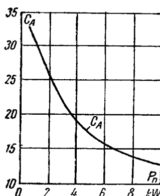


Fig. 3-9. Constanta $C_A$ a mașinii în funcție de puterea nominală a MEA cu cîmp transversal.

B. *Calculul indusului* MEA *cu cîmp transversal*

Pentru mărirea coeficientului de utilizare al MEA se tinde spre mărirea arcului său polar, lucru ce poate fi realizat micșorînd zona de comutație prin mărirea numărului de dinți rotorici.

*Numărul de crestături rotorice* se alege în funcție de diametrul acestuia și de coeficientul pasului relativ al dinților $m$, care se determină din curba reprezentată în fig. 3.10. În acest caz numărul de dinți rotorici se calculează cu relația:

$$Z = \frac{\pi}{m} = \frac{\pi D_a}{t_1} = \text{număr întreg}. \qquad (3.17)$$

*Diametrul colectorului* MEA se alege din condiția

$$D_k = (0{,}8\text{—}0{,}85) D_a, \qquad (3.18)$$

iar *numărul lamelelor de colector* se determină după valoarea miminimă admisă a pasului la colector $t_k$:

$$t_k = \frac{\pi D_k}{k} = b_k + b_{iz}, \qquad (3.19)$$

unde $b_k \geqslant 2$—$3$ mm; și $b_{iz} = 0{,}4$—$0{,}8$ mm.

*Numărul conductoarelor rotorului* MEA se determină preliminar cu formula

$$N_a = \frac{60aE_3 10^8}{pn_n \Phi_2} = \frac{60ak_E U_n 10^8}{pn_n \Phi_2}, \qquad (3.20)$$

iar apoi se precizează din următoarele condiții :

$N_a/Z$ = număr întreg ; $w_k = N_a/2K$ = număr întreg ; $S/Z = K/Z$ = = număr întreg

unde $S$ este numărul secțiilor rotorului, egal cu $K$.

*Valoarea fluxului magnetic transversal,* necesar pentru calculul indusului MEA, se determină din formula

$$\Phi_2 = B_\tau \cdot \tau \cdot l_a \quad [\text{Mx}]. \qquad (3.21)$$

Valoarea inducției $B_\tau$ se alege în funcție de pasul polar din curba reprezentată în fig. 3.11.

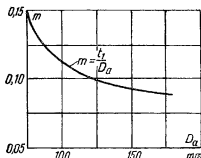



Fig. 3-10. Curbele $m=f(D_a)$ pentru alegerea numărului de crestături al rotorului MEA.

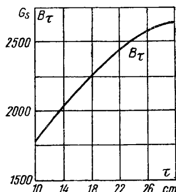



Fig. 3-11 Curbele $B_\tau=f(\tau)$ pentru calculul fluxului $\Phi_2$ al MEA cu cîmp transversal.

Secțiunea conductorului înfășurării indusului se calculează plecînd de la valorile admise ale densității de curent din conductoarele acesteia, însă nu mai mare de 4—5 [A/mm$^2$].

## C. *Calculul circuitului magnetic și al înfășurărilor statorului* MEA *cu cîmp transversal*

Circuitul magnetic al statorului MEA are polii divizați cu crestături pentru înfășurarea de compensare (3.12). În afară de aceasta, în circuitul longitudinal sînt prevăzuți poli auxiliari.

*Dimensiunile circuitului magnetic al statorului* MEA se determină din condiția întrefierului minim admis

$$\delta=(0{,}012+0{,}02\sqrt{D_a l_a})\ [\text{mm}], \qquad (3.22)$$

și după diametrul exterior al tolelor pachetului statorului

$$D_s=(1{,}55-1{,}75)D_a. \qquad (3.23)$$

*Numărul de crestături pentru înfășurarea de compensare* se alege astfel încît pasul crestăturii statorului și cel al rotorului să nu fie egale între ele, pentru micșorarea pierderilor datorită pulsațiilor și a zgomotului magnetic, după relația

$$0{,}95\,t_1 > t_2 > 1{,}05\,t_1, \qquad (3{,}24)$$

unde $t_1=\pi D_a/Z$ este pasul crestăturii rotorului.

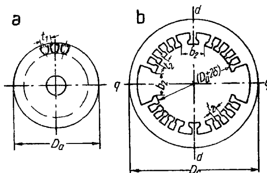


Fig. 3-12. Forma tolelor rotorului (*a*) și statorului (*b*) ale MFA cu cîmp transversal.

*Distanța dintre poli* se adoptă de obicei aceeași pe axele longitudinală și transversală iar valoarea ei se alege din condiția ca aceasta să depășească puțin lățimea zonei de comutație $b_{zc}$

$$b_1=b_2=(1{,}5-1{,}8)b_{zc}, \qquad (3.25)$$

unde

$$b_{zc}=b_p+t_k'\left(\varepsilon_k+u_p-\frac{a}{p}\right)=b_p+t_k'\left(\frac{K}{2p}-y_1\right)+\frac{K}{Z}-\frac{a}{p}.$$

*Lungimea pachetului statoric al* MEA se alege de obicei egală cu lungimea pachetului rotoric, adică

$$l_s=l_a. \qquad (3.26)$$

Avînd în vedere cîmpul magnetic suplimentar datorit înfășurărilor circuitului transversal al statorului $[w_{2s}=(0{,}1-0{,}2)w_a]$ și saturația redusă a circuitului magnetic, stare caracteristică pentru MEA, distribuirea inducției magnetice a fluxului circuitului transversal de-a lungul arcului polar se consideră liniară (vezi fig. 3.13).

*Inducția medie* ($B_{med}$) *și valoarea inducției raportată la pasul polar* ($B_\tau$), se determină prin considerații geometrice (fig. 3.13) cu relația

$$B_\tau = B_{med}\frac{(b_p)}{\tau} = B_{med}\,\alpha_p. \qquad (3.27)$$

Avînd în vedere că în zona crestăturii mari există un flux magnetic a cărui valoare ajunge pînă la 15% din întregul flux al circuitului transversal, se poate scrie ecuația pentru calculul *fluxului transversal* $\Phi_2$:

$$\Phi_2 = 1{,}15 B_\tau \cdot \tau \cdot l_a. \qquad (3.28)$$

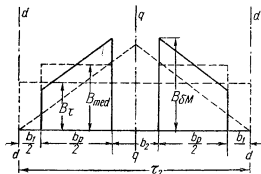


Fig. 3-13. Forma curbei cîmpului $\Phi_2$ al MEA.

*Tensiunea magnetomotoare* care determină fluxul circuitului transversal al MEA, se compune din următoarele componente: tensiunea magnetică în întrefier $F_{\delta 2}$, tensiunea magnetică în dinții rotorului $F_{Za}$; tensiunea magnetică în dinții statorului $F_{Zs}$; tensiunea magnetică în miezul rotorului $F_a$ și tensiunea magnetică în miezul statorului $F_s$;

$$F_{02} = F_{\delta 2} + F_{Za} + F_{Zs} + F_a + F_s = I_2(w_a + 2w_{2s}). \qquad (3.29)$$

*Tensiunea magnetică* necesară pentru trecerea fluxului prin întrefier se determină cu formula

$$F_{\delta 2} = 1{,}6 B_{med}\,\delta\left[\frac{t_1+10\delta}{t_1-\Delta_a+10\delta}\right]\left[\frac{t_2+10\delta}{t_2-\Delta_s+10\delta}\right], \qquad (3.30)$$

unde $\Delta_a$ și $\Delta_s$ sînt lățimile deschiderilor crestăturilor rotorului și statorului.

Tensiunile magnetice pentru trecerea fluxului magnetic prin diferitele porțiuni ale circuitului magnetic se calculează în mod obișnuit cu ajutorul tensiunilor magnetice specifice:

$$F_x = \zeta H_x L_x \qquad (3.31)$$

unde coeficientul $\zeta$, care ține seama de variația inducției în porțiunea de lungime $L_x$ se determină din curba reprezentată în fig. 3.14.

Coeficientul $\zeta$ se introduce în calcul plecînd de la presupunerea că maximul inducţiei are loc în secţiunea mijlocie a porţiunii circuitului magnetic şi se micşorează în ambele sensuri faţă de această secţiune.

Pentru excitarea fluxului $\Phi_2$ în circuitul transversal al MEA trebuie să treacă un curent, care se determină cu relaţia

$$I_2=\frac{F_{02}}{w_a+2w_{2s}}, \qquad (3.32)$$

iar t.e.m. corespunzătoare

$$E_2=I_2(r_a+r_{2s})+2\Delta U_{p2}. \qquad (3.33)$$

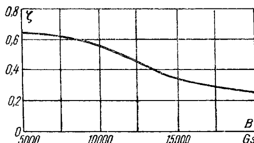



Fig 3-14 Coeficientul $\varsigma$ care ia în consideraţie variaţia inducţiei de-a lungul unei porţiuni a circuitului magnetic la calculul tensiunii magnetice

Cu ajutorul t.e.m. $E_2$ se determină *fluxul magnetic longitudinal de excitaţie* a primului etaj al MEA:

$$\Phi_1=\frac{60aE_2 10^8}{pnN_a} \quad [\text{Mx}]. \qquad (3.34)$$

Cunoscînd $\Phi_1$ se poate calcula *tensiunea magnetomotoare a înfăşurării de comandă* şi se poate dimensiona înfăşurarea de comandă. Spre deosebire de înfăşurarea de excitaţie a unui generator de curent continuu normal, înfăşurarea de comandă a MEA cu cîmp transversal se calculează ţinîndu-se seama de acţiunea demagnetizantă a curenţilor secţiilor în comutaţie din circuitul transversal si de pierderile în fier datorite fluxului $\Phi_2$ ·

$$F_1=F_{\delta 1}+F_{p2}+F_{\text{Fe}} \qquad (3.35)$$

unde

$$F_{\text{Fe}}=\frac{P_{\text{Fe}}w_a}{E}; \quad F_{p2}=2\beta_p w_s I_{ks}; \quad I_{ks}\approx 0{,}145\frac{e_k}{L_{ks}}\sqrt{T_k T_s}.$$

$P_{\text{Fe1}}$ — pierderile în fier datorite primei armonici a fluxului transversal $\Phi_2$.

*Tensiunea magnetică pentru trecerea fluxului magnetic longitudinal* prin întrefierul MEA se calculează cu formula

$$F_{\delta 1}=1{,}05\cdot 1{,}6B_{\delta 1}\left[\frac{t_1+10\delta}{t_1-\Delta_a+10\delta}\right]\left[\frac{t_2+10\delta}{t_2-\Delta_s+10\delta}\right], \qquad (3.36)$$

unde

$$B_{\delta 1}=\frac{\Phi_1}{\alpha_p \cdot \tau \cdot l_a} \quad [\mathrm{Gs}].$$

Cunoscînd valoarea curentului de comandă, se determină *numărul de spire* pe o pereche de poli al înfășurării de comandă a MEA.

$$w_1=\frac{F_1}{I_1}.$$

*Secțiunea conductorului înfășurării de comandă* se alege după densitatea de curent admisă, determinată cu ajutorul valorii date a factorului de amplificare al MEA.

$$j \leqslant \frac{4\,600 P_n\, 10^3}{2 p l_{med\,1}\, F_1 K_p}, \qquad (3.37)$$

unde

$$l_{med\,1}=2 l_s+1{,}6\,(1+\alpha_p)\,\tau.$$

D. *Calculul înfășurării de compensare a* MEA *cu cîmp transversal*

Înfășurarea de compensare se calculează plecînd de la condiția posibilității supracompensării cu $10\%$ a reacției indusului.

Înfășurarea de compensare se execută cu secții separate care se așază în crestăturile pachetului statorului. Deoarece pasul crestăturii la crestătura mare a statorului (spațiul dintre poli pe axa transversală) este cam de două ori mai mare decît pasul crestăturii statorului $t_2$, numărul de conductoare al secției înfășurării de compensare din aceste crestături, se alege de două ori mai mare decît cel de la crestăturile normale. La MEA bipolară de obicei numărul căilor de curent ale înfășurărilor de compensare $a_k$ se alege egal cu 2, păstrînd aceeași secțiune și marcă a conductorului pentru înfășurarea de compensare ca și pentru înfășurarea indusului.

*Numărul de conductoare efective ale înfășurării de compensare* în fiecare crestătură a statorului se determină cu ajutorul pînzei de curent $A_3$ a indusului și cu al curentului de sarcină $I_3$ al MEA:

$$N_{ik}=1{,}1\,\frac{A_3\, a_k\, t_{ik}}{I_3}, \qquad (3.38)$$

unde

$$A_3=\frac{N_a I_3}{2 a \pi D_a} \quad [\mathrm{A/cm}].$$

Crestăturile statorice pentru așezarea înfășurării de compensare se fac semiînchise și se calculează în același mod ca și crestăturile rotorului.

### E. *Calculul polilor auxiliari și verificarea condițiilor comutației satisfăcătoare a* MEA *cu cîmp transversal*

Calculul comutației se efectuează separat pentru periile circuitului transversal și pentru cele ale circuitului longitudinal.

În circuitul transversal al MEA nu se prevăd mijloace speciale pentru îmbunătățirea comutației, și din această cauză comutația se verifică cu formulele folosite la calculul comutației mașinilor de curent continuu fără poli auxiliari.

Pentru asigurarea unei comutații satisfăcătoare a periilor din circuitul transversal trebuie ca, din punct de vedere constructiv, să se mențină relația

$$b_{zc}=b'_p+t'_k\left[\left(\frac{K}{2p}-y_1\right)+\frac{K}{2}-\frac{a}{p}\right]<b_1=b_2, \qquad (3.39)$$

iar valoarea medie a t.e.m. în secția aflată în comutație să nu depășească următoarele valori:

$$e_k=e_r+e_{a2}\leqslant(2...3)\quad [\mathrm{V}]. \qquad (3.40)$$

Pentru asigurarea unei comutații bune, în axa longitudinală a MEA se prevăd poli auxiliari care se realizează în formă de dinți în crestăturile mari ale statorului. Lățimea tălpii acestor poli se adoptă egală cu lățimea dinților înfășurării de compensație. Pentru micșorarea inductanței secțiilor în comutație și a pulsațiilor curentului la MEA de mare putere, întrefierul sub polii auxiliari se mărește cu 40—60% în comparație cu întrefierul MEA, adică

$$\delta_{pa}=(1{,}4—1{,}6)\delta. \qquad (3.41)$$

Înfășurarea polilor auxiliari ai MEA se confecționează cu același conductor ca și înfășurarea de compensare și se introduce în mijlocul crestăturii ca o parte a înfășurării de compensare.

*Numărul de spire al polilor auxiliari* se determină din relația

$$w_{pa}=\frac{F_{pa}}{I_3}=1{,}05\;0{,}8\xi\frac{A_3}{I_3}\delta_{pa}k_{pa}, \qquad (3.42)$$

unde $\xi$ este coeficientul permeanței specifice medii a secției în comutație:

$$k_{pa} = \frac{t_1 + 10\delta_{pa}}{t_1 - \Delta_a + 10\delta_{pa}}.$$

Dimensiunile periilor circuitului longitudinal se aleg după valoarea curentului etajului de ieșire al MEA. Avînd în vedere condițiile mai grele de comutație a periilor transversale ale MEA, dimensiunile și numărul acestora se adoptă egale cu cele din circuitul longitudinal.

### 3.5. Parametrii caracteristicilor mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Parametrii caracteristicilor MEA ca elemente al sistemului de automatizare cu mașini electrice sînt factorul de amplificare al tensiunii, coeficientul de variație a tensiunii în sarcină, coeficienții reacțiilor interioare și inductanțele proprii și inductanțele mutuale ale înfășurărilor.

*Factorul de amplificare a tensiunii* se determină din relația dintre valoarea de calcul a t.e.m. $E_{30}$ la ieșirea MEA și tensiunea înfășurării de comandă $U_1$:

$$k_{e0} = \frac{E_{30}}{U_1}. \qquad (3.43)$$

*Coeficientul de variație a tensiunii în sarcină* se determină ca raportul dintre valoarea calculată a t.e.m. și tensiunea la ieșirea MEA pentru una și aceeași tensiune la înfășurarea de comandă:

$$k_E = \frac{E_{30}}{U_{3n}}. \qquad (3.44)$$

*Coeficientul reacției interioare a* MEA datorită acțiunii fluxului secțiilor în comutație din circuitul transversal și a pierderilor din fier datorite cîmpului magnetic transversal, asupra fluxului magnetic de comandă, se stabilește din relațiile de calcul pentru curentul circuitului transversal:

$$k'_{21} = (k_{p2} + k_{Fe}), \qquad (3.45)$$

unde $k_{p2}$ este un coeficient de proporționalitate dintre tensiunea magnetomotoare de reacție a secțiilor în comutație și curentul circuitului transversal;

$k_{Fe}$ este coeficientul de proporționalitate al tensiunii magnetomotoare datorită pierderilor în fier produse de cîmpul magnetic transversal.

*Coeficientul tensiunii magnetomotoare de reacție a secțiilor în comutație din circuitul transversal* se determină din relația

$$k_{p2} = k_{F_p} \frac{F_{1n}}{I_{2n}}, \tag{3.46}$$

unde $k_{Fp}$ este coeficientul valorii relative a tensiunii magnetomotoare a secțiilor în comutație, pentru marca dată de perii ale circuitului transversal;
$K$ — numărul lamelelor de colector;
$F_{1n}$ — valoarea nominală a tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă;
$I_{2n}$ — valoarea nominală a curentului din circuitul transversal al MEA.

*Coeficientul tensiunii magnetomotoare a reacției circuitului transversal asupra circuitului longitudinal,* datorită pierderilor în fier produse de cîmpul magnetic transversal, se calculează cu formula

$$k_{Fe} = \frac{k_{1\Phi}}{k_E} \frac{N_a}{2a} \frac{P_{Fe}}{P_n}, \tag{3.47}$$

unde $k_{1\Phi}$ este coeficientul de distribuire a tensiunii magnetomotoare datorită curenților turbionari, pe pasul polar ($k_{1\Phi}$0,55—0,65);
$P_{Fe}$ — pierderile în fier datorite rotirii rotorului MEA cu viteză constantă în cîmpul magnetic transversal $\Phi_2$;
$P_n$ — puterea nominală a MEA cu cîmp transversal.

*Coeficientul reacției interioare a* MEA *datorită acțiunii fluxului de compensare inexactă a reacției longitudinale a indusului* asupra fluxului magnetic de comandă, $\Phi_1$, la funcționarea în sarcină a mașinii se determină din relațiile de calcul ale tensiunii de la ieșirea MEA

$$k_{31} = \frac{\left[\left(\frac{R_s}{r_3+R_s}\right)k_E - 1\right](r_3+R_s)}{r_1 k_{c0}(1-\varepsilon)}, \tag{3.48}$$

unde $R_s$ este rezistența sarcinii ;

$r_3$ — rezistența circuitului indusului pentru curentul de sarcină ($r_3 = r_a + r_k + r_{pa} + r_{p3}$);

$\varepsilon$ — gradul de compensare a reacției longitudinale a rotorului MEA.

*Inductanțele proprii* ale înfășurărilor se calculează plecînd de la configurația cîmpurilor magnetice ale diferitelor bobine ale MEA. Forma aproximativă a cîmpurilor magnetice ale diferitelor bobine este reprezentată în fig. 3.15.

Înfășurările de comandă concentrate ale MEA, în cazul ideal, au o distribuție dreptunghiulară a inducției și inductanța acestora se determină cu formula

$$L'_{1x} = 0{,}4\pi\lambda_1 w_{1x}^2 \, 10^{-8} \quad [H], \qquad (3.49)$$

unde *permeanța pe axa longitudinală* este

$$\lambda_1 = \frac{l_a \cdot \tau}{\delta}, \qquad (3.50)$$

iar $l_a$, $\tau$ și $\delta$ sînt lungimea activă a rotorului, pasul polar și întrefierul MEA cu cîmp transversal.

Înfășurarea indusului și înfășurarea de compensare fiind distribuite, în cazul ideal au o distribuție triunghiulară a inducției și *inductanțele* lor se calculează cu următoarele formule

$$L'_a = 0{,}4\pi\lambda_2 \frac{w_a^2}{3} \, 10^{-8} \quad [H]; \qquad (3.51)$$

$$L'_k = 0{,}4\pi\lambda_3 \frac{w_k^2}{3} \, 10^{-8} \quad [H]. \qquad (3.52)$$

Fig. 3-15. Forma cîmpurilor magnetice ale înfășurărilor MEA bipolare

*a* — cîmpul înfășurării de comandă ; *b*) cîmpul circuitului transversal al indusului; *c* — cîmpul circuitului longitudinal al indusului ; *d* — cîmpul înfășurării de compensare.

Deoarece formele reale ale cîmpurilor înfășurărilor MEA cu

cîmp transversal (fig. 3.15) se deosebesc de curbele ideale, în formulele date mai sus se introduc coeficienți de corecție.

Din datele Biroului central de construcții „Elektroprivod", coeficienții de corecție pentru MEA bipolare standardizate au următoarele valori:

pentru înfășurările de comandă $k_{L1x}=0{,}8$
pentru înfășurarea rotorului în circuitul transversal $k_{La2}=0{,}56$
pentru înfășurarea rotorului în circuitul longitudinal $k_{La3}=0{,}7$
pentru înfășurarea de compensare $k_{Lk}=0{,}7$.

Deci valorile reale ale inductanțelor înfășurărilor MEA cu cîmp transversal se determină cu formulele

$$\boxed{L_{1x}=k_{L1x}\,0{,}4\pi\lambda_1 w_{1x}^2\,10^{-8}\quad[\mathrm{H}]}\,; \tag{3.53}$$

$$\boxed{L_{a2}=k_{La2}\,0{,}4\pi\lambda_2\frac{w_a^2}{3}\,10^{-8}\quad[\mathrm{H}]}\,; \tag{3.54}$$

$$\boxed{L_{a3}=k_{La3}\,0{,}4\pi\lambda_3\frac{w_a^2}{3}\,10^{-8}\quad[\mathrm{H}]}\,; \tag{3.55}$$

$$\boxed{L_K=k_{Lk}\,0{,}4\pi\lambda_3\frac{w_k^2}{3}\,10^{-8}\quad[\mathrm{H}]}\,. \tag{3.56}$$

Inductanța mutuală dintre diferitele înfășurări de comandă se determină plecînd de la geometria înfășurărilor și de la forma cîmpurilor magnetice.

*Inductanța mutuală* dintre înfășurările de comandă ca înfășurări cu geometrie identică, așezate în aceleași crestături ale statorului și avînd aceeași formă a cîmpurilor magnetice se calculează la fel ca și între două înfășurări fără scăpări:

$$M_{xy}=M_{yx}=\sqrt{L_x L_y}\,. \tag{3.57}$$

Inductanța mutuală dintre înfășurările de comandă și înfășurarea de compensare este apreciată cu o formulă mai complicată, deoarece geometria acesteia din urmă și cîmpul magnetic al acestei înfășurări se deosebesc de cele ale înfășurărilor de comandă.

Dacă se introduc coeficienții de corecție pentru abaterea formei reale a cîmpurilor față de cea ideală, adică dacă se consideră că între cîmpurile magnetice reale și cele ideale există relația

$$\Phi = k_{\Phi} \Phi', \tag{3.58}$$

inductanța mutuală dintre înfășurarea de comandă și înfășurarea de compensare este dată de următoarea expresie

$$M_{1k} = M_{k1} = \frac{3}{2} \frac{k_{\Phi k}}{k_{Lk}} \frac{w_1}{w_k} L_k = \frac{1}{2} \frac{k_{\Phi 1}}{k_{L1}} \frac{w_k}{w_1} L_1. \tag{3.59}$$

Coeficienții de corecție pentru fluxurile magnetice ale MEA cu cîmp transversal, după datele BCC „Elektroprivod" pentru MEA bipolare standardizate, au următoarele valori:

| | |
|---|---|
| pentru fluxul de comandă | $k_{\Phi 1} = 0{,}8$ |
| pentru fluxul transversal al rotorului | $k_{\Phi a2} = 0{,}65$ |
| pentru fluxul longitudinal al rotorului | $k_{\Phi a3} = 0{,}81$ |
| pentru înfășurarea de compensare | $k_{\Phi K} = 0{,}81$. |

Trebuie menționat că datorită caracterului complex al distribuirii cîmpurilor magnetice, precizia determinării prin calcul a parametrilor MEA este scăzută. Pentru determinarea mai precisă a parametrilor MEA cu cîmp transversal, o importanță deosebită o au metodele experimentale și în acele cazuri cînd există posibilitate este de preferat să fie utilizate acestea, ca fiind mai indicate și mai precise.

# IV. PROCESELE STAȚIONARE ÎN MAȘINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL

## 4.1. Schema funcțională a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal în regim staționar

În regimurile staționare, diferitele caracteristici ale MEA nu sînt influențate de inerție și reluctanță, de inductanțe mutuale și de cuplaje capacitive. În această privință, caracteristicile MEA în regim staționar reprezintă un caz particular al caracteristicilor acesteia, din procesele tranzitorii. Corespunzător, schema funcțională a MEA în regimurile staționare reprezintă o variantă simplificată a schemei funcționale complete a acesteia.

*Schema funcțională a MEA la funcționarea în regimuri staționare* (fig. 4.1) poate fi alcătuită pe baza schemei sale echivalente, examinate în capitolul anterior.

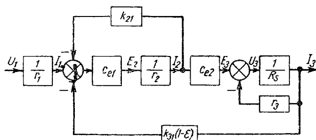



Fig 4-1 Schema funcțională a MEA pentru regimuri staționare.

Schema examinată cuprinde: elementul circuitului transversal cuprins de reacția de curent a circuitului transversal, elementul circuitului longitudinal cuprins de reacția de curent a sarcinii în cazul compensării inexacte a reacției longitudinale a indusului și circuitul de sarcină care cuprinde sarcina și care micșorează tensiunea MEA cu valoarea căderii de tensiune din circuitul longitudinal al indusului.

Dacă parametrii tuturor elementelor MEA sînt constanţi, schema ei funcţională poate fi transformată într-o schemă cu o singură buclă (fig. 4.2).

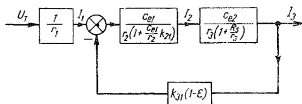


Fig 4-2 Schema funcţională transformată a MEA pentru regimurile staţionare.

În conformitate cu schemele funcţionale reprezentate mai sus, factorul de amplificare al tensiunii al MEA în regimul de mers în gol poate fi scris sub forma următoare:

$$k_{e0} = \frac{c_{e1}\, c_{e2}}{r_1 r_2 \left(1 + \frac{c_{e1}}{r_2} k_{21}\right)}; \tag{4.1}$$

unde $k_{21} = k'_{21} / \omega_1$.

Corespunzător factorul de amplificare al tensiunii la funcţionarea în sarcină cu rezistenţa constantă $R_s$, poate fi exprimat prin următoarea relaţie:

$$k_{er} = \left(\frac{R_s}{r_3 + R_s}\right) \frac{k_{e0}}{1 + \frac{r_1 k_{e0}}{r_3 + R_s} k_{31}(1-\varepsilon)}. \tag{4.2}$$

În baza relaţiilor date mai sus coeficientul de variaţie al tensiunii MEA poate fi calculat cu formula:

$$k_E = \frac{E_{30}}{U_{3n}} = \left[1 + \frac{r_1 k_{e0}}{r_3 + R_s} k_{31}(1-\varepsilon)\right]\left(\frac{r_3 + R_s}{R_s}\right). \tag{4.3}$$

Astfel, cînd parametrii circuitelor sînt constanţi, caracteristicile MEA cu cîmp transversal în regim staţionar reprezintă linii drepte, iar coeficienţii pentru construirea acestora pot fi determinaţi uşor pe cale analitică.

În realitate, însă, parametrii circuitelor MEA cu cîmp transversal nu sînt constanți. Variația cea mai importantă a acestor parametri este condiționată de neliniaritatea contactului periilor circuitului transversal și de histereza circuitului magnetic al MEA.

Ţinînd seama de variația parametrilor, caracteristicile în regim staționar ale MEA sînt curbe complicate al căror calcul analitic poate fi efectuat numai pe porțiuni. De aceea, avînd în vedere variațiile neliniare ale parametrilor diferitelor circuite, caracteristicile MEA în regimuri staționare se determină de obicei grafic.

La construcția grafică a caracteristicilor se pleacă de la schema funcțională (vezi fig. 4.1), reprezentînd variațiile neliniare ale diferiților coeficienți ale elementelor prin caracteristicile respective.

## 4.2. Luarea în considerare a neliniarității contactului periilor circuitului transversal la determinarea caracteristicilor statice ale mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Neliniaritatea contactului periei circuitului transversal al MEA se manifestă în abaterea de la proporționalitate, cînd se trece de la t.e.m. $E_2$ a primului etaj de amplificare la curentul de excitație $I_2$ al celui de-al doilea etaj de amplificare.

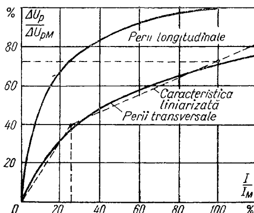


Fig. 4-3. Caracteristica de variație a căderii de tensiune la periile circuitului longitudinal și la ale celui transversal

Deoarece în circuitul transversal se montează exact aceleași perii ca și în circuitul longitudinal, acestea funcționează cu densități de curent reduse de 3—4 ori, determinînd funcționarea MEA în zona unei neliniarități importante a contactului periei.

În calculele practice curba de variație a căderii de tensiune la periile circuitului transversal, poate

fi aproximată cu suficientă precizie prin două segmente de dreaptă (fig. 4.3). Prin urmare, caracteristica curentului circuitului transversal în funcţie de t.e.m. a acestuia, reprezintă de asemenea o linie frîntă.

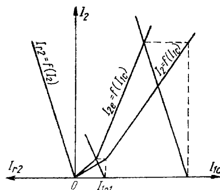



Fig. 4-4. Caracteristicile curentului circuitului transversal al MEA.

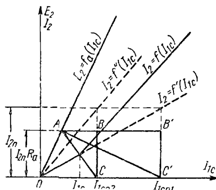



Fig. 4-5 Construirea triunghiurilor caracteristice de scurtcircuit pentru diferitele porţiuni liniarizate ale caracteristicii de scurtcircuit a MEA.

După cum rezultă din fig. 4.4, cînd se ia în considerare reacţia negativă rigidă care cuprinde elementul circuitului transversal,

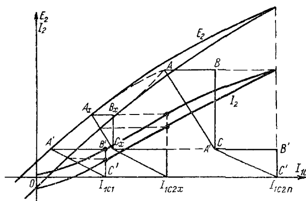



Fig 4-6. Construirea funcţiei $I_2=f(I_1)$ după caracteristica t.e.m. a circuitului transversal.

caracteristica curentului transversal al MEA rămîne o linie frîntă, însă panta diferitelor segmente se micşorează sub acţiunea reacţiei negative.

Pentru construirea caracteristicii complete de variaţie a curentului $I_2$, fiind dată caracteristica t.e.m. $E_2$, se efectuează o construcţie auxiliară a triunghiului caracteristic al circuitului transversal, reprezentată în fig. 4.5. Deoarece caracteristica de scurtcircuit este frîntă, se construiesc două triunghiuri — unul $AB'C'$ pentru curenţii mici (porţiunea $O—I_{1C1}$) şi cel de-al doilea $ABC$ pentru valorile mari ale curenţilor de scurtcircuit (porţiunea $(I_{1C1}—I_{1C2})$.

Construirea caracteristicii curentului circuitului transversal după caracteristica t.e.m. a acestuia se face prin metoda standard — pe porţiunea $O—I_{1C1}$ cu ajutorul triunghiului $AB'C'$, iar pe porţiunea $I_{1C1}—I_{1C2}$ cu ajutorul triunghiurilor $AB'C'$ şi $ABC$ (fig. 4.6).

## 4.3. Construcţia caracteristicilor statice ale maşinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal avînd în vedere neliniaritatea contactului periei circuitului transversal şi histereza circuitului magnetic

Caracteristicile statice ale MEA cu considerarea neliniarităţii contactului periei şi histereza circuitului magnetic, se construiesc separat pentru funcţionarea în gol, pentru aprecierea factorului de amplificare $k_{ea}$ şi separat pentru variaţia sarcinii la semnal de comandă constant, pentru aprecierea coeficientului de variaţie a tensiunii $k_E$.

Pentru construirea *caracteristicii de mers în gol* a MEA, drept date de plecare servesc caracteristica de variaţie a curentului circuitului transversal, în funcţie de tensiunea aplicată la înfăşurarea de comandă şi caractersitica de variaţie a t.e.m. de la ieşirea MEA în funcţie de curentul circuitului transversal.

Prima din caracteristicile indicate se obţine din caracteristica de variaţie a t.e.m. din circuitul transversal în funcţie de tensiunea sau de curentul din înfăşurarea de comandă şi din caracteristica variaţiei rezistenţei contactului la periile circuitului transversal. Construcţia acestei caracteristici este reprezentată în fig. 4.6 şi este descrisă în paragraful precedent.

Construcţia *caracteristicii totale de mers în gol* a MEA cu cîmp transversal (fig. 4.7) se face în trei cadrane. În cel de-al doilea şi al treilea cadran se aşază două sisteme de axe rectangulare în care se trasează caracteristica de variaţie a t.e.m. de la ieşirea MEA în funcţie de curentul din circuitul transversal

$E_3=f_2(I_2)$ și caracteristica de variație a curentului din circuitul transversal în funcție de curentul de comandă $I_2=f_1(I_1)$. În primul cadran se așază sistemul de axe de coordonate pentru construirea caracteristicii totale de mers în gol a MEA cu cîmp transversal. Construcția se efectuează prin puncte.

Dînd o valoare oarecare curentului de comandă, corespunzătoare, de exemplu, punctului $a$ se trasează orizontala $b_1a_1$ și se

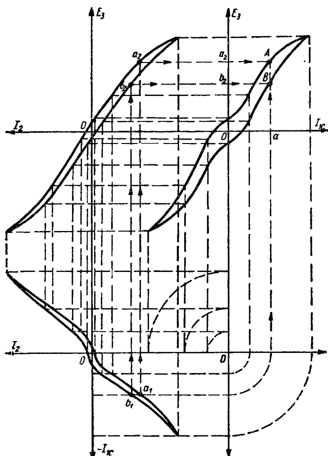



Fig 1-7 Construirea caracteristicii de mers în gol a MEA.

găsește valoarea curentului transversal, corespunzătoare punctului $b_1$ pe ramura ascendentă a buclei de histereză și punctul $a_1$ pe ramura descendentă. Transportînd mai departe punctele $a_1$ și $b_1$

în cel de-al doilea cadran pe axa caracteristicii celui de-al doilea etaj de amplificare a MEA, se trasează liniile verticale $b_1b_2$ și $a_1a_2$ și se obțin valorile t.e.m. la ieșirea MEA pe ramura ascendentă ($b_2$) și pe cea descendentă ($a_2$) a buclei de histereză.

După ce s-a obținut valoarea t.e.m. la ieșirea MEA pentru curentul de comandă dat, se construiește în primul cadran caracteristica totală de mers în gol care interesează. Construcția punctelor *A* și *B* ale caracteristicii totale de mers în gol este indicată cu săgeți în fig. 4.7.

Repetînd această construcție pentru cîteva valori ale curentului de comandă, se determină punctele întregii caracteristici de mers în gol a MEA cu cîmp transversal.

Pentru comparație, în fig. 4.8 este reprezentată caracteristica de mers în gol experimentală a MEA cu cîmp transversal cu puterea de 4,5 kW la viteza nominală de rotație de 2 850 rot/min.

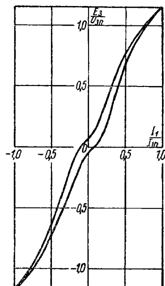



Fig. 4-8 Caracteristica experimentală de mers în gol a MEA cu periile așezate în axa neutră geometrică.

Comparînd curba teoretică cu cea experimentală se poate observa că aceste curbe au aceeași alură. Datorită faptului că există două etaje de amplificare, caracteristica de mers în gol are o buclă de histereză importantă. T.e.m. remanentă, de exemplu, atinge valoarea de 10—15% $U_n$. În afară de aceasta, datorită neliniarității contactului periei din circuitul transversal, caracteristicile de mers în gol ale MEA au o inflexiune în zona curenților de excitație nuli.

*Caracteristicile externe sau în sarcină* ale MEA se obțin în baza caracteristicii de mers în gol. Luarea în considerație a reacției curentului de sarcină la compensare inexactă și a căderii de tensiune din circuitul indusului MEA datorită curentului de sarcină, se face cu ajutorul triunghiului caracteristic al circuitului longitudinal.

*Caracteristicile de variație a curentului de sarcină al* MEA *în funcție de curentul de comandă,* avînd în vedere acțiunea reacției datorită fluxului necompensat al reacției longitudinale a indu-

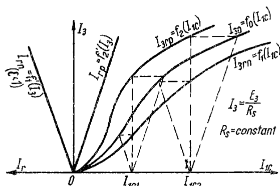



Fig. 4-9. Curba curentului de sarcină al MEA în funcţie de curentul de comandă pentru diferite grade de compensare a reacţiei longitudinale a indusului

sului, sînt reprezentate în fig. 4.9. Reacţia datorită compensării inexacte este rigidă şi este negativă în cazul subcompensării, iar în cazul supracompensării este pozitivă.

După cum se vede din fig. 4.10, reacţia negativă datorită subcompensării reacţiei longitudinale a indusului micşorează factorul de amplificare de curent al MEA, fapt care are ca urmare micşorarea distorsiunilor neliniare. Reacţia pozitivă obţinută prin supracompensarea reacţiei longitudinale a indusului MEA măreşte factorul de amplificare de curent al MEA, însă în acest caz distorsiunile neliniare ale caracteristicii devin mai mari. De aceea, din punct de vedere al liniarităţii caracteristicilor MEA cu cîmp transversal, se preferă întotdeauna o subcompensare a reacţiei longitudinale a indusului, în loc de supracompensare a acesteia.

Triunghiul caracteristic al circuitului longitudinal, necesar pentru construirea caracteristicilor externe ale MEA, se construieşte după caracteristicile de mers în gol si de scurtcircuit ale acesteia, avînd în vedere acţiunea reacţiei datorită subcompensării sau supracompensării reacţiei longitudinale a indusului (fig. 4.10). În cazul subcompensării se obţine triunghiul $AB'C'$ cu componentă demagnetizantă a reacţiei indusului, iar în cazul supracompensării, triunghiul $AB''C''$

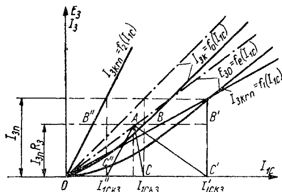



Fig. 4-10. Construirea triunghiului de scurtcircuit pentru calcularea caracteristicilor externe ale MEA

cu componentă magnetizantă a reacției indusului. În cazul compensării critice a reacției longitudinale a indusului, triunghiul caracteristic al reacției longitudinale a indusului degenerează în dreapta căderii de tensiune interioare $I_3R_3$.

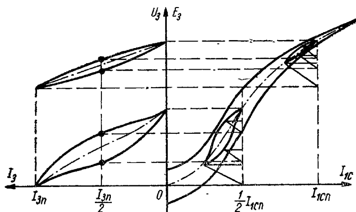



Fig. 4-11. Construirea caracteristicilor externe ale MEA la subcompensarea reacției longitudinale a indusului.

Construcția caracteristicilor externe ale MEA cu cîmp transversal cu ajutorul triunghiului caracteristic al circuitului longi-

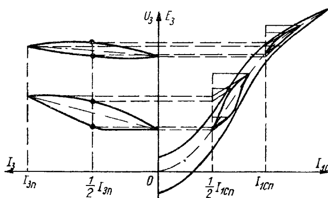



Fig 4-12 Construirea caracteristicilor externe ale MEA la supracompensarea reacției longitudinale a indusului

tudinal este reprezentată în fig. 4.11 și 4.12. La construirea caracteristicilor externe după caracteristica de mers în gol trebuie avut în vedere că vîrful triunghiului caracteristic al circuitului longi-

tudinal se va deplasa pe bucle de histereză parţiale, avînd vîrfurile pe linia mediană a buclei fundamentale a caracteristicii de mers în gol, fapt datorită căruia caracteristicile externe ale MEA cu cîmp transversal prezintă o buclă de histereză. Deoarece ciclurile parţiale de histereză sînt mai înguste la curenţi de comandă mari şi buclele de histereză ale caracteristicilor externe vor fi mai înguste în cazul semnalelor de comandă puternice, decît în cazul semnalelor slabe.

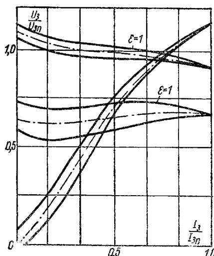


Fig. 4-13 Caracteristicile externe experimentale ale MEA pentru compensare critică.

Neliniaritatea caracteristicilor de mers în gol influenţează mult factorul de rigiditate al caracteristicilor externe. Din fig. 4.11 şi 4.12 se vede că atît subcompensarea cît şi supracompensarea influenţează puternic caracteristicile externe în cazul semnalelor de comandă slabe. Astfel, neliniaritatea caracteristicii de mers în gol determină neliniaritatea şi instabilitatea rigidităţii caracteristicilor externe ale acesteia.

În fig. 4.13 sînt reprezentate caracteristicile externe experimentale ale MEA cu cîmp transversal, cu puterea de 4,5 kW, la viteza de rotaţie nominală de 2 850 rot/min şi cu compensare critică. Comparînd caracteristicile reprezentate mai sus se observă că neliniarităţile şi instabilitatea caracteristicilor externe sînt într-adevăr proprii MEA cu cîmp transversal neprevăzută cu mijloace speciale de corectare.

Analiza caracteristicilor statice ale MEA cu cîmp transversal, arată influenţa puternică de distorsionare pe care o exercită asupra acestora histereza oţelului circuitului magnetic. De aceea, pentru obţinerea unor caracteristici satisfăcătoare circuitul magnetic al MEA se confecţionează de obicei din oţel electrotehnic de calitate superioară şi se utilizează mijloace suplimentare pentru corectarea caracteristicilor.

## 4.4. Demagnetizarea jugului maşinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal pentru micşorarea influenţei dăunătoare a histerezei oţelului circuitului magnetic

Pentru mărirea stabilităţii caracteristicilor MEA cu cîmp transversal în ultimii ani se utilizează demagnetizarea jugului MEA cu curent alternativ. Astfel se reuşeşte să se micşoreze mult influenţa dăunătoare a histerezei oţelului circuitului magnetic, care distorsionează caracteristicile MEA.

Înfăşurările de demagnetizare (*ID*) se amplasează de obicei pe jugul de la baza crestăturii mari a pachetului de tole al statorului MEA (fig. 4.14).

Alimentarea înfăşurărilor de demagnetizare, de regulă, se face de la reţeaua de curent alternativ, iar cînd aceasta lipseşte — de la un convertizor auxiliar.

Eficacitatea demagnetizării MEA depinde de frecvenţă şi o dată cu micşorarea acesteia eficacitatea creşte într-o oarecare măsură. Pentru ilustrarea acestei teze, în fig. 4.15 sînt reprezentate

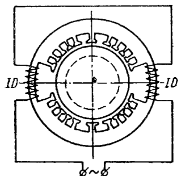



Fig. 4-14. Schema aşezării înfăşurărilor de demagnetizare (*ID*) pe statorul MEA.

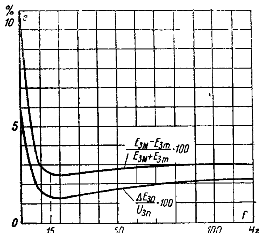



Fig. 4-15. Caracteristicile variaţiei valorilor relative ale tensiunii remanente şi ale abaterilor tensiunii în functie de frecvenţa curentului de demagnetizare.

curbele de variaţie a tensiunii remanente relative şi a abaterii relative a tensiunii MEA de la valoarea medie pentru MEA cu puteri de 2—5 kW, în funcţie de frecvenţa curentului din înfăşurarea de demagnetizare. După cum se vede din aceste curbe,

în cazul calculelor aproximative se poate considera că eficacitatea demagnetizării este constantă într-o gamă largă de variaţie a frecvenţei.

Calculul analitic al valorii necesare a tensiunii magnetomotoare a înfăşurării de demagnetizare prezintă mari dificultăţi şi se efectuează de obicei cu aproximaţie în ipoteze simplificatoare.

La calcularea înfăşurărilor de demagnetizare se presupune că tensiunea magnetomotoare a acestora trebuie să fie mai mare sau egală cu valoarea forţei coercitive, determinată din lăţimea maximă a buclei de histereză a circuitului magnetic al MEA, adică

$$F_{id} \geqslant F_{o\mu}. \tag{4.4}$$

Deoarece fluxul magnetic principal al MEA este creat de circuitul transversal de excitaţie, tensiunea magnetomotoare a înfăşurării de demagnetizare nu trebuie să fie mai mică decît tensiunea magnetomotoare a circuitului transversal corespunzătoare t.e.m. remanente la ieşirea MEA, datorită histerezei. Formula de calcul se obţine plecînd de la tensiunea magnetomotoare a circuitului transversal corespunzătoare t.e.m remanente la ieşirea MEA, luată din caracteristica de mers în gol, şi de la datele nominale ale circuitului transversal al MEA :

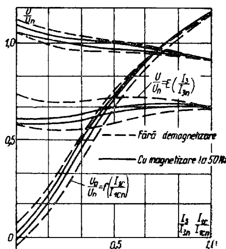



Fig. 4-16. Caracteristicile MEA cu şi fără demagnetizarea jugului în curent alternativ.

$$F_{id} = \frac{w_a I_{2s}}{k_{I2}} \frac{\Delta E_3}{k_E U_{3n}}. \tag{4.5}$$

unde $k_{I2}$ este factorul de amplificare de curent al circuitului transversal, în raport cu curentul de ieşire al MEA (în medie $k_{I2} = 5 \ldots 2{,}5$).

Numărul de spire al înfăşurării de demagnetizare se determină după valoarea tensiunii magnetomotoare $F_{id}$, în funcţie de frecvenţa şi de valoarea tensiunii alternative de alimentare. Pentru calculul inductanţei înfăşurării de demagnetizare, se poate utiliza

inductanță specifică a acesteia care este egală cu inductanța specifică a înfășurării de comandă:

$$\frac{L_{îd}}{w_{îd}^2} \approx \frac{L_{1c}}{w_{1c}^2}. \qquad (4.6)$$

Demagnetizarea jugului cu ajutorul unor înfășurări speciale de curent alternativ îmbunătățește nu numai caracteristicile de mers în gol, ci și caracteristicile externe ale MEA.

Înfășurările de demagnetizare ale MEA, sînt conectate bifilar în raport cu fluxul de comandă și cu fluxul transversal, datorită cărui fapt acestea nu influențează de loc asupra proceselor dinamice din MEA cu cîmp transversal.

După cum se vede din fig. 4.16 t.e.m. remanentă și dispersia punctelor caracteristicii de mers în gol datorită histerezei se modifică mult la demagnetizare și nu depășesc 3% din tensiunea nominală a MEA.

Dispersia punctelor caracteristicilor externe datorită histerezei se micșorează mult și în cazul folosirii demagnetizării nu depășește 2% din tensiunea nominală. Distorsiunile neliniare ale caracteristicilor externe datorită neliniarității caracteristicii de mers în gol a MEA, se păstrează în cazul demagnetizării. Pentru semnale de comandă diferite, caracteristicile externe au factori de rigiditate diferiți.

## 4.5. Decalarea din axa neutră a periilor circuitului transversal al mașinii electrice amplificatoare

Decalarea din axa neutră a periilor circuitului transversal al MEA, în sensul de rotație cu 1,5—3 grade electrice, se utilizează pentru stabilizarea caracteristicilor externe, deoarece numai demagnetizarea jugului MEA nu asigură constanța factorilor de rigiditate ai acestor caracteristici pentru diferite semnale de comandă.

Dacă periile circuitului transversal al MEA bipolare se decalează cu unghiul $\alpha$ în sensul de rotație, o parte a înfășurării indusului determinată de dublul unghiului de decalaj al periilor, $2\alpha$ (fig. 4.17), creează o tensiune magnetomotoare, care acționează pe direcție longitudinală în sensul opus tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă. Această tensiune magnetomotoare for-

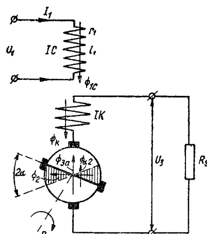



Fig. 4-17. Schema MEA la decalarea periilor circuitului transversal cu unghiul $\alpha$ în sensul de rotație al indusului

mează cea de-a treia componentă a reacției negative de curent a circuitului transversal al MEA.

Tensiunea magnetomotoare a înfășurării indusului pe direcție longitudinală, la decalarea periilor circuitului transversal cu unghiul $\alpha$, se determină cu relația

$$F_a = \frac{2\alpha}{\pi} w_a I_2. \qquad (4.7)$$

Deoarece tensiunea magnetomotoare a indusului MEA este de zeci de ori mai mare decît tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă, chiar efectul celui mai mic decalaj al periilor circuitului transversal este suficient de mare. De exemplu, la MEA de 4,5 kW la un decalaj al periilor cu o jumătate de pas pe colector (pentru $k=105$), componenta longitudinală, demagnetizantă a tensiunii magnetomotoare a indusului depășește tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă a MEA ideale, aproximativ de două ori.

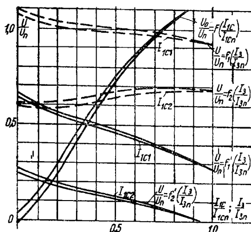



Fig. 4-18. Caracteristicile externe ale MEA la decalarea periilor circuitului transversal cu un unghi de 1,5—3° în sensul de rotație.

De aceea, chiar un decalaj mic al periilor circuitului transversal în sensul de rotație al indusului, determină o micșorare importantă a factorului de amplificare al puterii MEA și pentru obținerea uneia și aceleiași tensiuni la ieșire, trebuie măriți mult curenții de comandă. Însă reacția negativă puternică datorită decalajului periilor transversale stabilizează bine toate caracteristicile MEA și în particular, dă posibilitate de a asigura o ri-

giditate aproximativ constantă a caracteristicilor externe ale MEA.

În fig. 4.18 sînt reprezentate caracteristicile externe ale MEA cu jugul demagnetizat, cu periile transversale așezate riguros în axa neutră și în cazul cînd acestea sînt decalate în sensul de rotație al indisului. După cum se vede din figură, în cazul decalării periilor și micșorării factorului de amplificare de tensiune al MEA aproximativ de două ori, caracteristicile de ieșire se obțin aproape riguros liniare, cu pante egale.

Prin urmare, un decalaj mic al periilor circuitului transversal rezolvă problema liniarizării și stabilizării caracteristicilor statice ale MEA cu cîmp transversal.

# V. PROCESE TRANZITORII ÎN MAȘINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL

## 5.1. Ipoteze simplificatoare și aprecieri tip pentru cercetarea proceselor tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal

În regimurile tranzitorii ale MEA cu cîmp transversal, în afara fluxurilor magnetice principale — al înfășurării de comandă, al reacției indusului pe axa transversală și cea longitudinală și al înfășurării de compensare, intervin fluxurile de inducție mutuală, atît între înfășurările statorului cît și între înfășurările statorului și indusului. Fluxurile de inducție mutuală induc în circuitele corespunzătoare ale MEA, t.e.m. care determină o anumită desfășurare a proceselor tranzitorii față de cazul ideal cînd fluxurile de inducție mutuală ar lipsi.

Pentru ușurarea analizei matematice a proceselor tranzitorii din MEA se adoptă de obicei următoarele ipoteze simplificatoare:

1) se presupune că circuitele magnetice ale MEA pe axa longitudinală și pe cea transversală sînt nesaturate, stare pentru care se pot considera constanți toți coeficienții ce caracterizează procesele electromagnetice din circuite;

2) rezistența contactului periilor circuitului transversal al MEA se presupune constantă;

3) se neglijează variația parametrilor circuitelor MEA datorită încălzirii;

4) se presupune că coeficientul de cuplaj dintre înfășurările statorului MEA este egal cu unitatea, adică $M_{xy}=\sqrt{L_x L_y}$;

5) t.e.m. datorită fluxurilor de inducție mutuală se iau în considerație numai în circuitele înfășurărilor de comandă, iar în circuitele de forță ale MEA (cel transversal și cel longitudinal ale indusului), aceste t.e.m. se neglijează ca fiind valori mici.

*În cazul unor asemenea ipoteze simplificatoare, toate circuitele* MEA *cu cîmp transversal pot fi descrise prin ecuații diferențiale liniare cu coeficienți constanți, care se rezolvă cel mai simplu,*

*prin metoda calculului operațional avînd la bază transformarea lui Laplace sau prin metoda frecvențelor cu ajutorul caracteristicilor reale de frecvență.*

Pentru aprecierea proceselor tranzitorii, de obicei sînt tipice perturbațiile unitare în formă de salturi bruște ale tensiunii apli-

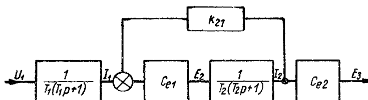



Fig. 5-1. Schema funcțională simplificată a MEA.

cate la înfășurarea de comandă sau variația bruscă a rezistenței de sarcină pe care funcționează MEA, cu tensiune de comandă constantă.

În cazul cel mai simplu, avînd în vedere inductanța circuitului înfășurării de comandă și a circuitului transversal (fig. 5.1), ecuația procesului tranzitoriu din MEA, pentru conectarea înfășurării sale de comandă la o tensiune constantă, poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$[T_1 T_2' p^2 + (T_1 + T_2') p + 1] e_3 = \frac{c_{e1} c_{e2}}{r_1 r_2 \left(1 + \frac{c_{e1}}{r_2} k_{21}\right)} U_1. \qquad (5.1)$$

Astfel, în ceea ce privește caracteristicile dinamice, MEA poate fi considerată ca un element de gradul II.

Ecuația generală a elementului de gradul II are forma :

$$\left[\frac{p^2}{\nu_0^2} + 2\frac{h_0}{\nu_0} p + 1\right] y = kx, \qquad (5.2)$$

unde $\nu_0$ este frecvența proprie de oscilație a elementului ,
$h_0$ — factorul de amortizare a oscilațiilor elementului ;
$k$ — factorul de amplificare al elementului.

Aceste mărimi sînt parametrii principali care caracterizează proprietățile dinamice ale elementelor de gradul II ale sistemelor de comandă automată.

Coeficienţii ecuaţiei simplificate a MEA cu cîmp transversal, care caracterizează proprietăţile dinamice ale acesteia ca element de gradul II, pot fi scrişi sub forma următoare:

a) factorul de amplificare al tensiunii

$$k_{ea}=\frac{c_{e1}c_{e2}}{r_1 r_2\left(1+\frac{c_{e1}}{r_2}k_{21}\right)};\qquad(5.3)$$

b) frecvenţa oscilaţiilor proprii:

$$\nu_0=\frac{1}{\sqrt{T_1 T_2'}};\qquad(5.4)$$

c) factorul de amortizare

$$h_0=\frac{T_1+T_2'}{2\sqrt{T_1 T_2'}}.\qquad(5.5)$$

Procesul tranzitoriu în MEA la aplicarea bruscă a unei tensiuni continue de comandă $U_1$ poate fi determinat ca la un element de gradul II, cu ajutorul transformării inverse corespunzătoare a funcţiei de transfer a MEA:

$$E_3(t)=k_{ea}U_1\left[1+\frac{1}{\sqrt{1-h_0^2}}e^{-h_0\nu_0 t}\sin\left(\sqrt{1-h_0^2}\,\nu_0 t+\gamma_0\right)\right];\qquad(5.6)$$

această expresie poate fi scrisă de asemenea sub forma:

$$E_3(t)=E_{3p}+\frac{E_{3p}}{\sqrt{1-h_0^2}}e^{-h_0\nu_0 t}\sin\left(\sqrt{1-h_0^2}\,\nu_0 t+\gamma_0\right),\qquad(5.7)$$

unde

$$\gamma_0=\operatorname{arc\,tg}\left(\frac{\sqrt{1-h_0^2}}{h_0}\right).\qquad(5.8)$$

În mod analog poate fi determinată şi expresia pentru procesul tranzitoriu al curentului de sarcină al MEA pentru $R_s=$ $=const.$:

$$I_3(t)=I_{3p}+\frac{I_{3p}}{\sqrt{1-h_0^2}}e^{-h_s\nu_s t}\sin\left(\sqrt{1-h_s^2}\,\nu_s t+\gamma_s\right);\qquad(5.9)$$

unde

$$\gamma_s=\operatorname{arc\,tg}\left(\frac{\sqrt{1-h_s^2}}{h_s}\right).$$

În fig. 5.2 sînt reprezentate caracteristicile proceselor tranzitorii ale MEA la conectarea unei tensiuni continue în circuitul de comandă.

Proprietăţile dinamice ale MEA cu cîmp transversal pot fi apreciate şi după caracteristicile de frecvenţă ale acesteia. În

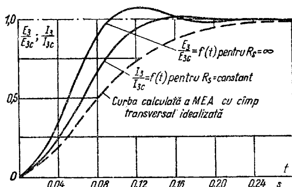



Fig. 5-2. Caracteristicile proceselor tranzitorii ale MEA în cazul conectării circuitului de comandă la o tensiune constantă.

acest scop se folosesc de obicei caracteristicile logaritmice atenuare-frecvenţă (CLA) şi fază-frecvenţă (CLF).

Caracteristicile logaritmice de frecvenţă ale MEA cu cîmp transversal, ca element oscilant de gradul II, sînt descrise de următoarele ecuaţii :

$$L_{eo}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right) = 20 \lg k_{eo} - 20 \lg\left|\left(1-\frac{\omega^2}{\nu^2}\right) + 2h_0 j\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)\right|; \qquad (5.10)$$

$$\varphi_{eo}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right) = \text{arc tg}\,\frac{2h_0\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)}{\left(1-\frac{\omega^2}{\nu_0^2}\right)}. \qquad (5.11)$$

Caracteristicile logaritmice de frecvenţă pot fi ridicate experimental sau calculate cu ajutorul parametrilor circuitelor MEA.

Pentru aprecierea proprietăţilor dinamice ale MEA după caracteristicile logaritmice de frecvenţă ale acesteia (fig. 5.3) la frecvenţa relativă a oscilaţiilor egală cu unitatea $\left(\frac{\omega}{\nu_0}=1\right)$, se determină mai întîi atenuarea după caracteristica logaritmică atenuare

frecvența, $L_{e0}(1)=A$ [dB], iar apoi din caracteristica auxiliară $A(1)=f(h_0)$, reprezentată în fig. 5.4, se determină factorul de amortizare a procesului.

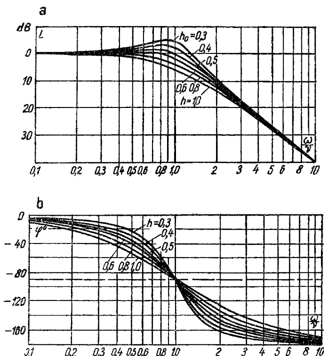



Fig. 5-3. Caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență ($a$) și fază-frecvență ($b$) standardizate ale elementului oscilant.

Factorul de amplificare al elementului se determină direct din caracteristica de atenuare-frecvență după valoarea atenuării la o frecvență apropiată de zero.

Frecvența proprie de oscilație este frecvența pentru care ordonata caracteristicii fază-frecvență este egală cu $\varphi(1)=-\frac{\pi}{2}$ (fig. 5.3, $b$)

Forma proceselor tranzitorii din MEA cu cîmp transversal poate fi determinată din caracteristicile de timp standard ale proceselor elementelor oscilante de gradul II (fig. 5.5) la valoarea dată a factorului de amortizare $h_0$, sau apreciată prin construirea procesului tranzitoriu al MEA după caracteristica reală de frecvență a acesteia.

Caracterul oscilant al proceselor tranzitorii din MEA este determinat în special de prezenţa diferitelor reacţii interioare. Studiul simplificat al proceselor tranzitorii din MEA duce întot-

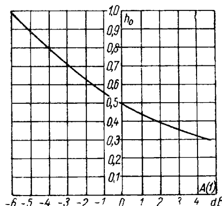



Fig. 5-4. Caracteristica variaţiei logaritmului atenuării CLA unitare, pentru frecvenţa de rezonanţă, în funcţie de valoarea factorului de amortizare.

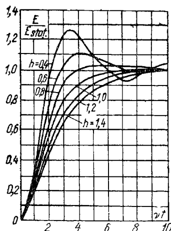



Fig. 5-5. Procesele tranzitorii în elementul oscilant de gradul II pentru diferite valori ale factorului de amortizare a oscilaţiilor.

deauna la o soluţie corespunzătoare unui caracter aperiodic de desfăşurare a proceselor, şi prin urmare, introduce întotdeauna o eroare importantă în calcul.

Caracterul oscilant al proceselor tranzitorii din MEA cu cîmp transversal, datorită prezenţei reacţiilor interioare, determină cea mai înaltă rapiditate a acesteia în comparaţie cu celelalte tipuri de maşini electrice amplificatoare.

Caracterul oscilant al proceselor tranzitorii din MEA cu cîmp transversal de obicei este redus şi poate fi caracterizat printr-un factor de amortizare $h_0$ în jurul valorii 0,8. Dacă se deplasează periile circuitului transversal al MEA în sensul de rotaţie, caracterul oscilant al proceselor tranzitorii creşte şi factorul de amortizare scade pînă la valoarea $h_0=0{,}6$.

Dacă MEA funcţionează în sarcină, factorul de amortizare $h_s$ variază în funcţie de gradul de compensare şi de caracterul sarcinii.

## 5.2. Luarea în considerare a fenomenelor de inducție mutuală a diferitelor circuite și a înfășurării de compensare la cercetarea proceselor tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal

În decursul regimurilor tranzitorii, înfășurările MEA cu cîmp transversal, fiind așezate pe un circuit magnetic comun, în afara fluxurilor magnetice principale, creează de asemenea și fluxuri magnetice de inducție mutuală.

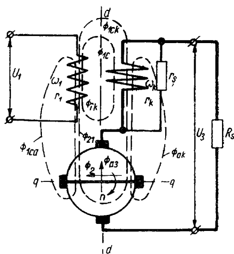



Fig. 5-6. Schema interacțiunii fluxurilor magnetice la MEA în regimurile nestaționare $\Phi_{1c}$; $\Phi_{lk}$; $\Phi_{a3}$ — fluxurile de pe axa longitudinală; $\Phi_2$ — fluxul de pe axa transversală; $\Phi_{1ck}$; $\Phi_{1ca}$; $\Phi_{ka}$ — fluxurile de inducție mutuală ale circuitelor.

În cazul general, imaginea cîmpurilor magnetice din MEA cu cîmp transversal poate fi reprezentată schematic așa cum se arată în fig. 5.6.

Pe axa $d$—$d$ acționează trei fluxuri magnetice principale: fluxul înfășurării de comandă $\Phi_{1c}$; fluxul demagnetizant al reacției longitudinale a indusului $\Phi_{a3}$ și fluxul înfășurării de compensare $\Phi_{lk}$. În afară de aceasta, tot aici acționează și fluxul longitudinal al circuitului transversal $\Phi_{21}$, datorit reacției secțiilor în comutație ale circuitului transversal și pierderilor în fierul rotorului produse de fluxul transversal.

Pe axa $q$—$q$ acționează fluxul magnetic $\Phi_2$. Influența cea mai puternică asupra proceselor tranzitorii o au fluxurile de inducție mutuală care acționează între înfășurări pe axa longitudinală.

Dintre fluxurile de inducție mutuală care acționează pe axa longitudinală a MEA, se deosebesc de obicei următoarele: fluxul de inducție mutuală dintre înfășurarea de comandă și circuitele secțiilor în comutație și ale curenților turbionari ai circuitului transversal, $\Phi_{21}$; fluxul de inducție mutuală dintre înfășurarea de comandă și circuitului înfășurării de compensare $\Phi_{1ck}$; fluxul

de inducție mutuală dintre înfășurarea de comandă, înfășurarea de compensare și înfășurarea rotorului $\Phi_{ak}$ și $\Phi_{alc}$.

La examinarea influenței inducției mutuale dintre înfășurările și circuitele longitudinale se fac aceleași ipoteze care s-au făcut și pentru fluxurile magnetice principale, adică toate circuitele MEA cu cîmp transversal se consideră liniare.

La examinarea influențelor inducției mutuale din MEA, considerată ca element liniar, se utilizează principiul suprapoziției, pentru care influența inducției mutuale pentru fiecare înfășurare se determină separat.

Regimul tip pentru aprecierea influențelor inducției mutuale din MEA cu cîmp transversal, este considerat regimul conectării bruște a înfășurării cercetate sau a circuitului cercetat la o tensiune continuă constantă.

### A. *Influența inducției mutuale dintre înfășurarea de comandă și circuitul transversal al* MEA

Fluxul magnetic longitudinal demagnetizant al circuitului transversal datorită curenților din secțiile aflate în comutație, pierderilor în fier și unei părți a înfășurării indusului, cînd se decalează periile transversale din axa neutră, în afara reacției interioare negative rigide cu coeficientul $k_{21}$, determină și un cuplaj inductiv mutual între circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă a MEA.

Deoarece inducția mutuală dintre circuitul înfășurării de comandă și circuitul transversal influențează foarte puțin curentul circuitului transversal, inductanța mutuală dintre circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă se ia în considerație, de obicei, unilateral, numai în curentul echivalent al înfășurării de comandă:

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= r_1(T_1 p+1)\, I_1' + M_{21}\, p I_2 ; \\ 0 &= -\frac{c_{e1}}{r_2} I_1' + \left[T_2 p + \left(1+\frac{c_{e1}}{r_2} k_{21}\right)\right] I_2 . \end{aligned}\right\} \qquad (5.12)$$

Neglijînd distanța dintre circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă, se adoptă:

$$M_{21} \approx \sqrt{L_1 L_{21}}. \qquad (5.13)$$

Luînd raportul dintre inductanțele proprii

$$\frac{L_{21}}{L_1}=\left(\frac{k'_{21}}{w_1}\right)^2=k_{12}^2, \qquad (5.14)$$

inductanța mutuală dintre circuitul înfășurării de comandă și circuitul transversal se determină prin relația simplă

$$M_{21}=k_{21}\cdot L_1. \qquad (5.15)$$

Astfel valoarea echivalentă a curentului de comandă, avînd în vedere influența inducției mutuale dintre circuitul transversal și circuitul longitudinal, se poate exprima prin următoarea funcție de transfer:

$$I_1'(p)=\frac{U_1-k_{21}L_1\,pI_2}{r_1(T_1p+1)}. \qquad (5.16)$$

Plecînd de la cele spuse, influența inducției mutuale dintre circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă este luată în considerație ca o reacție interioară elastică de curent a circuitului transversal, cu coeficientul de reacție $(k_{21}L_1p)$.

### B. *Influența inducției mutuale dintre înfășurarea de comandă și circuitul înfășurării de compensație a* MEA

Înfășurarea de compensare cu reostatul de șuntare formează un circuit închis față de fluxul de inducție mutuală al înfășurării de comandă.

Examinînd influența inducției mutuale dintre înfășurarea de comandă și circuitul înfășurării de compensare, se pot scrie următoarele ecuații pentru cazul conectării înfășurării de comandă la o tensiune constantă $U_1$:

$$\left.\begin{aligned}U_1&=L_1pI_1+r_1I_1+M_{k1}\,pI_{ks};\\ 0&=M_{1k}\,pI_1+L_k\,pI_{kș}+r_{kș}I_{kș}.\end{aligned}\right\} \qquad (5.17)$$

În cazul unor scăpări relativ mici între înfășurarea de comandă și înfășurarea de compensare a MEA se presupune că factorul de cuplaj dintre aceste înfășurări este egal cu unitatea, adică

$$M_{1k}=M_{k1}=\sqrt{L_1L_k}. \qquad (5.18)$$

În acest caz relația dintre inductanțele proprii ale înfășurării de compensare și înfășurării de comandă poate fi scrisă sub următoarea formă:

$$\frac{L_k}{L_1}=\left(\frac{k_{wk}\,w_{1k}}{w_1}\right)^2=k_{t1k}^2, \qquad (5.19)$$

unde $k_{wk}$ este un coeficient care ia în considerație caracterul distribuit al înfășurării de compensare;

$k_{t_1k}$ — factorul de transformare dintre înfășurarea de comandă și înfășurarea de compensare a MEA.

Introducînd în ecuațiile (5.17) relațiile (5.18) și (5.19) găsim expresia curenților din înfășurarea de comandă și din circuitul înfășurării de compensare:

$$I_1(p)=\frac{\frac{U_1}{r_1}(T_k\,p+1)}{[(T_1+T_k)\,p+1]}; \qquad (5.20)$$

$$I_{kş}(p)=\frac{-\frac{U_1}{r_1}\frac{1}{k_{t1k}}T_k\,p}{[(T_1+T_k)\,p+1]}. \qquad (5.21)$$

Tensiunea magnetomotoare a acestor înfășurări, care acționează pe axa longitudinală a MEA, se determină ca suma tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă datorită curentului $I_1$ și cea a înfășurării de compensare datorită curentului $I_{kş}$:

$$(Iw)_{1k}=(Iw)_1+k_{wk}\,I_{ks}\,w_{ik}, \qquad (5.22)$$

sau

$$(Iw)_{1k}=\frac{w_1\frac{U_1}{r_1}}{[(T_1+T_k)\,p+1]}. \qquad (5.23)$$

Comparînd expresiile pentru creșterea tensiunii magnetomotoare în circuitul longitudinal datorită înfășurării de comandă separate și datorită înfășurării de comandă cuplată cu circuitul înfășurării de compensare se vede că influența acesteia din urmă poate fi reprezentată printr-un circuit echivalent înfășurării de comandă separate cu o constantă de timp echivalentă, egală cu suma constantelor de timp, a circuitului înfășurării de comandă și cea a circuitului înfășurării de compensare, adică

$$I_{1M}(p)=\frac{\frac{U_1(p)}{r_1}}{[(T_1+T_k)\,p+1]}=\frac{\frac{U_1(p)}{r_1}}{(T_{1k}\,p+1)}; \qquad (5.24)$$

unde $T_k = \frac{L_k}{r_k + r_{şk}}$ este constanta de timp a circuitului înfăşurării de compensare;

$T_1 = L_1/r_1$ — constanta de timp a circuitului înfăşurării de comandă separate.

Constanta de timp totală este

$$T_{1k} = T_1 + T_k. \qquad (5.25)$$

## C. *Influenţa inducţiei mutuale dintre înfăşurările circuitului longitudinal la conectarea bruscă a sarcinii*

Schema interacţiunii dintre înfăşurările circuitului longitudinal al MEA cu cîmp transversal la conectarea bruscă a sarcinii este reprezentată în fig. 5.7.

Cînd MEA este conectată la sarcină ia naştere un proces tranzitoriu, care determină o influenţă suplimentară a curentului de sarcină asupra curenţilor înfăşurărilor aşezate în axa longitudinală. În acest caz apar fluxuri de inducţie mutuală între înfăşurările indusului şi înfăşurarea de comandă ($\Phi_{a1}$), cu circuitul transversal ($\Phi_{a2}$) şi cu circuitul înfăşurării de compensare ($\Phi_{ak}$), cît şi între înfăşurarea de compensare şi înfăşurarea de comandă ($\Phi_{k1}$), circuitul transversal ($\Phi_{k2}$) şi înfăşurarea indusului ($\Phi_{ka}$).

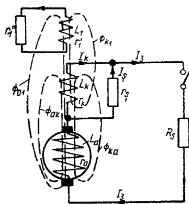



Fig. 5-7. Schema interacţiunii dintre înfăşurările circuitului longitudinal al MEA la conectarea sarcinii.

Pentru simplificare se poate adopta cu o eroare mică, că fluxurile $\Phi_{ak}$ şi $\Phi_{ka}$ al înfăşurării indusului şi al înfăşurării de comandă, în cazul compensării critice se echilibrează reciproc şi acţiunea lor comună nu determină t.e.m. de inducţie mutuală în circuitele altor înfăşurări ale MEA.

În afara apariţiei fluxurilor de inducţie mutuală, are loc o redistribuire a curenţilor între înfăşurarea de compensare şi reostatul de şuntare al acesteia, în urma căreia apare o necompensare dinamică suplimentară care modifică caracterul desfăşurării proceselor tranzitorii din MEA.

Astfel influenţa curentului de sarcină asupra proceselor tranzitorii din MEA se ia în considerare numai în legătură cu com-

pensarea incompletă a reacției longitudinale a indusului și în legătură cu apariția necompensării dinamice suplimentare în circuitul înfășurării de compensare.

În cazul ipotezelor făcute mai sus, pentru aprecierea cantitativă a influenței înfășurărilor axei longitudinale asupra proceselor tranzitorii din MEA în sarcină, pot fi scrise următoarele ecuații:

$$\left.\begin{aligned} -r_{sk}(I_3-I_k) &= (L_k p+r_k)I_k+\frac{1}{k_{t1k}}L_k pI_1-L_k pI_3, \\ 0 &= (L_1 p+r_1)I_1+k_{t1k}L_1 p(I_3-I_k), \end{aligned}\right\} \quad (5.26)$$

de unde se obține expresia pentru curentul din înfășurarea de compensare a MEA:

$$I_k=I_3\left(\frac{r_s}{r_k+r_ș}\right)\frac{\left[\left(T_1+\left(\frac{r_k+r_ș}{r_ș}\right)T_k\right)p+1\right]}{[(T_1+T_k)p+1]}. \quad (5.27)$$

Tensiunea magnetomotoare suplimentară care apare în circuitul longitudinal al MEA la conectarea sarcinii, este determinată de diferența dintre tensiunile magnetomotoare a reacției longitudinale a indusului și a înfășurării de compensare:

$$F_\Delta=I_3 w_a-I_k w_{ik}=I_3 w_a\left\{1-\frac{w_{ik}}{w_a}\left(\frac{r_ș}{r_k+r_ș}\right)\frac{\left[\left(T_1+\left(\frac{r_k+r_s}{r_ș}\right)T_k\right)p+1\right]}{[(T_1+T_k)p+1]}\right\}. \quad (5.28)$$

Gradul de compensare a reacției longitudinale a indusului MEA, se determină cu relația

$$\varepsilon=\frac{w_k}{w_a}\left(\frac{r_s}{r_k+r_s}\right), \quad (5.29)$$

unde $r_ș$ este rezistența reostatului care șuntează înfășurarea de compensare;

$r_k$ — rezistența înfășurării de compensare a MEA.

Avînd în vedere expresia precizată a gradului de compensare, ecuația tensiunii magnetomotoare suplimentare a circuitului longitudinal al MEA, în cazul conectării bruște a sarcinii, poate fi scrisă sub forma următoare:

$$F_\Delta=I_3 w_a\left[(1-\varepsilon)+\frac{\varepsilon\frac{r_k}{r_ș}T_k p}{[(T_1+T_k)p+1]}\right]. \quad (5.30)$$

Astfel, acțiunea sarcinii asupra proceselor tranzitorii din MEA cu cîmp transversal, este luată în considerație prin componenta tensiunii magnetomotoare longitudinale datorită valorii staționare a subcompensării :

$$F'_{\Delta}=I_3 w_a (1-\varepsilon) \quad (5.31)$$

și prin componenta tensiunii magnetomotoare longitudinale datorită necompensării dinamice :

$$F''_{\Delta}=I_3 w_a \frac{T'_k p}{[(T_1+T_k)p+1]}. \quad (5.32)$$

În mod corespunzător luarea în considerație a influenței sarcinii asupra proceselor tranzitorii se poate face printr-o reacție rigidă și una elastică ale curentului de sarcină.

Raportînd înfășurarea indusului MEA la numărul de spire al înfășurării de comandă $w_1$, se obține că pentru considerarea gradului de compensare staționar, în schema funcțională a MEA trebuie introdusă o reacție de curent rigidă cu funcția de transfer determinată de relația :

$$W'_{princ}(p)=\frac{\Delta I_1(p)}{I_3(p)}=\frac{N_a}{4a^2 w_1}(1-\varepsilon)=k_{31}(1-\varepsilon). \quad (5.33)$$

Pentru aprecierea necompensării dinamice, în schema funcțională se introduce o reacție elastică a curentului de sarcină care acționează în sens opus tensiunii aplicată înfășurării de comandă și care este caracterizată prin funcția de transfer

$$W''_{princ}(p)=\frac{\Delta U_1(p)}{I_3(p)}=r_1\frac{N_a}{4a^2 w_1}T'_k p=r_1 k_{31} T'_k p; \quad (5.34)$$

aici coeficientul reacției de sarcină $k_{31}$ este dat de reacția

$$k_{31}=\frac{N_a}{4a^2 w_1}, \quad (5.35)$$

iar constanta de timp echivalentă a înfășurării de compensare este

$$T'_k=\left(\frac{\frac{w_k}{w_a}}{1+\frac{r_s}{r_k}}\right)T_k. \quad (5.36)$$

## 5.3. Schema funcțională a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal pentru cercetarea proceselor dinamice

Schema funcțională a MEA este destinată simplificării cercetării caracteristicilor acesteia, atît în regimurile permanente cît și în cele tranzitorii. Această schemă permite de asemenea simplificarea cercetării sistemelor de automatizare cu MEA.

După cum se vede din fig. 5.8, schema funcțională a MEA cu cîmp transversal care funcționează cu o sarcină activă, conține trei circuite cu reacții rigide și două circuite cu reacții elastice.

Circuitul principal de trecere a semnalului de comandă este format din următoarele elemente legate în serie: elementul de transformare a semnalului de comandă $U_1$ în curentul de excitație al primului etaj de amplificare $I_1$; elementul de transformare a curentului $I_1$ în t.e.m. a celui de-al doilea etaj $E_2$; elementul de transformare a t.e.m. $E_2$ în curentul de excitație al celui de-al doilea etaj de amplificare $I_2$; elementul de transformare a curentului $I_2$ în t.e.m. la ieșire $E_3$ și transformarea din elementul de sarcină a t.e.m. $E_3$ în curentul de sarcină $I_3$.

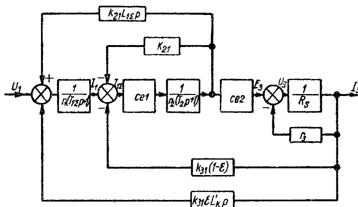



Fig 5-8 Schema funcțională a MEA în regim tranzitoriu

Acțiunea demagnetizantă a circuitului transversal asupra celui longitudinal este luată în considerare printr-o reacție rigidă $k_{21}I_2$, care modifică în mod corespunzător curentul de excitație al primului etaj de amplificare.

Acțiunea demagnetizantă sau magnetizantă a fluxului de subcompensare a reacției longitudinale a indusului este luată în con-

siderare printr-o reacție rigidă a curentului de sarcină, $k_{31}(1-\varepsilon)I_3$, care de asemenea modifică curentul de excitație al primului etaj de amplificare a MEA cu cîmp transversal.

Căderea de tensiune din circuitul longitudinal al indusului MEA la funcționarea în sarcină se ia în considerare printr-o reacție rigidă care creează la intrarea sarcinii tensiunea $U_3$.

Influența inducției mutuale dintre circuitul înfășurărilor de comandă și circuitul înfășurării de compensare se ia în considerare prin introducerea în funcția de transfer a elementului de transformare a tensiunii $U_1$ în curentul $I_1$ a constantei de timp totale, $T_{1\Sigma}$.

Influența inducției mutuale dintre circuitul transversal și circuitul înfășurării de comandă se ia în considerare în schema funcțională printr-o reacție elastică a curentului circuitului transversal $(k_{21}L_{1\Sigma}pI_2)$ care modifică în mod corespunzător tensiunea echivalentă a semnalului de comandă.

Influența inducției mutuale dintre circuitul de sarcină și circuitul înfășurării de comandă se ia în considerare cu ajutorul unei reacții elastice a curentului de sarcină $(k_{31}\varepsilon L_k' pI_3)$ care de asemenea modifică tensiunea echivalentă a semnalului de comandă.

Astfel, schema funcțională reprezentată în fig. 5.8 ia în considerare toate interacțiunile principale dintre circuitele MEA cu cîmp transversal și este utilă pentru analiza funcționării acesteia în regimurile permanente și tranzitorii. În cazul modificării caracterului sarcinii se modifică numai schema funcțională a elementului sarcinii, iar schema funcțională a MEA cu cîmp transversal nu se schimbă.

## 5.4. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea în gol

Pentru analizarea regimurilor tranzitorii ale MEA cu cîmp transversal la funcționarea în gol, este rațional să se utilizeze schema funcțională parțială a acesteia fără elementele circuitului de sarcină și ale circuitului reacției de sarcină (fig. 5.9, *a*). Din această schemă se determină în primul rînd funcția de transfer a MEA înlocuind elementele înconjurate de reacții prin elemente echivalente.

Înlocuind ochiul de circuit înconjurat de reacţia rigidă a curentului circuitului transversal printr-un element echivalent, se obţine funcţia sa de transfer sub forma :

$$W_{12}(p)=\frac{I_2(p)}{I_1(p)}=\frac{\dfrac{c_{e1}}{r_2(1+\alpha_2)}}{\left[\left(\dfrac{T_2}{1+\alpha_2}\right)p+1\right]}, \qquad (5.37)$$

unde valoarea echivalentă a coeficientului reacţiei curentului circuitului transversal se determină din relaţia

$$\alpha_2=\frac{c_{e1}}{r_2}k_{21}. \qquad (5.38)$$

După această transformare schema funcţională a MEA se simplifică (fig. 5.9, *b*).

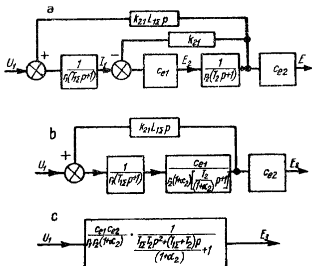



Fig. 5-9. Schema funcţională a MEA la mersul în gol (*a*) şi transformarea acesteia (*b* şi *c*)

Înlocuind mai departe ochiul de circuit înconjurat de reacţia elastică printr-un element echivalent (fig. 5.9, *c*) se obţine expresia rezultantă a funcţiei de transfer a MEA la funcţionarea în gol .

$$W_{e0}(p)=\frac{E_{30}(p)}{U_1(p)}=\frac{\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}}{r_1 r_2(1+\alpha_2)}}{\dfrac{T_{1\Sigma}T_2}{(1+\alpha_2)}p^2+\dfrac{(T_{1\Sigma}+T_2)}{(1+\alpha_2)}p+1}. \qquad (5.39)$$

Conform expresiei obținute la funcționarea în gol, MEA cu cîmp transversal poate fi reprezentată ca un element oscilant de gradul II cu funcția de transfer

$$W_{e0}(p)=\frac{k_{e0}}{\frac{p^2}{\nu_0^2}+2\frac{h_0}{\nu_0}p+1}, \tag{5.40}$$

unde $k_{e0}$ este factorul de amplificare al tensiunii MEA:

$$k_{e0}=\frac{c_{e1}\,c_{e2}}{r_1\,r_2(1+\alpha_2)};$$

$\nu_0$ — frecvența proprie de oscilație a MEA:

$$\nu_0=\sqrt{\frac{1+\alpha_2}{T_{1\Sigma}T_2}};$$

$h_0$ — factorul de amortizare al oscilațiilor din MEA:

$$h_0=\frac{T_{1\Sigma}+T_2}{2\sqrt{T_{1\Sigma}\,T_2(1+\alpha_2)}}.$$

Parametrii funcției de transfer a MEA, ca element oscilant, se calculează ușor din parametrii circuitelor acesteia și ai reacțiilor interioare.

Procesul tranzitoriu al MEA la funcționarea în gol se determină cu ajutorul funcției sale de transfer și al formulei transformării inverse pentru elementul oscilant de gradul II:

$$E_{30}(t)=k_{e0}U_1+\frac{k_{e0}\,U_1}{\sqrt{1-h_0^2}}\,e^{-h_0\nu_0 t}\sin\left(\sqrt{1-h_0^2}\,\nu_0 t+\gamma_0\right); \tag{5.41}$$

unde

$$\gamma_0=\operatorname{arc\,tg}\frac{\sqrt{1-h_0^2}}{h_0}.$$

Paralel cu aprecierea proprietăților MEA după funcția sa de transfer, în practica modernă a calculelor inginerești se utilizează pe scară largă caracteristicile logaritmice de frecvență ale elementelor și sistemelor.

Caracteristicile corespunzătoare ale MEA cu cîmp transversal la funcționarea în gol se determină pe baza funcției de transfer a acesteia, cu ajutorul caracteristicilor logaritmice de frecvență standard ale elementelor de gradul II (vezi fig. 5.3) și după valoarea factorului de amortizare $h_0$, sau se obțin prin calcul.

La ridicarea caracteristicilor logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal se folosește de obicei metoda aproximațiilor cu precizarea ulterioară după curbele de corecție.

Pentru construirea prin aproximație a caracteristicilor logaritmice se presupune că caracteristica logaritmică atenuare-frecvență a MEA este descrisă de ecuația

$$L_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)=20\lg k_{e0}-20\lg\left|\left(1-\frac{\omega^2}{\nu_0^2}\right)+2h_0 j\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)\right|. \qquad (5.42)$$

Cînd $\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)$ variază în limitele de la 0 la 1,

$$L'_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)\approx 20\lg k_{e0}-20\lg 1=20\lg k_{e0},$$

iar cînd $\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)$ variază între 1 și infinit,

$$L''_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)\approx 20\lg k_{e0}-20\lg\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)^2.$$

Astfel, la funcționarea în gol, caracteristica logaritmică atenuare-frecvență a MEA (fig. 5.10) se construiește sub formă de două segmente de dreaptă — unul orizontal în gama de variație

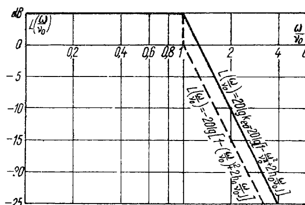



Fig 5-10. Construirea aproximativă a *CLA* a mașinii electrice amplificatoare la funcționarea în gol

a frecvenței relative de la 0 la 1 și altul înclinat cu panta de 40 dB pe decadă în gama de la unitate la infinit:

$$L''_{e0}\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)_{10}=20\lg k_{e0}-20\lg 100=20\lg k_{e0}-40. \qquad (5.43)$$

La funcționarea în gol a MEA cu cîmp transversal, caracteristica logaritmică fază-frecvență se construiește prin puncte, după ecuația

$$\varphi\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)=\operatorname{arc\,tg}\frac{2h_0\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\nu_0}\right)^2}. \qquad (5.44)$$

Eroarea maximă efectuată la construirea aproximativă a caracteristicii atenuare-frecvență a MEA cu cîmp transversal se obține în punctul frecvenței de rezonanță $\left(\frac{\omega}{\nu_0}=1\right)$. Pentru precizarea construcției acestei caracteristici se folosește curba universală de corecție (fig. 5.11) după care, cunoscînd factorul de amortizare se determină valorile corecțiilor.

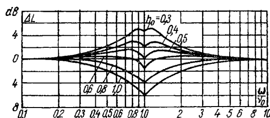



Fig. 5-11. Curbele de corecție pentru precizarea *CLA* ale elementului oscilant în cazul aproximării prin drepte

Avînd caracteristicile logaritmice de frecvență, fără calcule ulterioare se pot aprecia procesele tranzitorii din MEA cu cîmp transversal la funcționarea în gol.

## 5.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea în sarcină activă

La analiza funcționării în sarcină activă a MEA cu cîmp transversal, trebuie folosită schema funcțională completă cu buclele reacțiilor de sarcină.

Raportînd acțiunile reacțiilor de sarcină la ieșirea MEA, schema funcțională a acesteia (fig. 5.12) poate fi reprezentată sub forma înserierii elementului oscilant care caracterizează funcționarea MEA în gol, cu elementul de sarcină, aceste elemente fiind îmbrățișate de reacția interioară de sarcină a MEA, luînd în considerare și căderea de tensiune în circuitul longitudinal al mașinii.

Fig. 5-12. Schema funcțională a MEA la funcționarea în sarcină activă

Avînd în vedere transformările de structură, se determină funcția de transfer a reacției de sarcină

$$W_{rs}(p)=\frac{\Delta U_1(p)}{I_3(p)}=r_1k_{31}(1-\varepsilon)\left[\left(T_{1\Sigma}+\frac{T'_k}{(1-\varepsilon)}\right)p+1\right]. \quad (5.45)$$

Apoi se obține funcția de transfer a MEA la funcționarea în sarcină activă:

$$W_{er}(p)=\frac{\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}}{r_1\,r_2\,R_3\left[1+\dfrac{c_{e1}\,k_{21}}{r_2}+(1-\varepsilon)\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}\,k_{31}}{r_2\,R_2}\right]}}{\left\{\dfrac{T_{1\Sigma}\cdot T_2p^2+\left[T_{1\Sigma}\left(1+(1-\varepsilon)\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}\,k_{31}}{r_2\,R_3}\right)+T_2+\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}\,k_{31}}{r_2\,R_3}\,T'_k\right]p}{1+\dfrac{c_{e1}\,k_{21}}{r_2}+(1-\varepsilon)\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}\,k_{31}}{r_2\,R_3}}+1\right\}}. \quad (5.46)$$

Introducînd noțiunea coeficientului echivalent al reacției de sarcină

$$\alpha_3=\frac{c_{e1}\,c_{e2}}{r_2\,R_3}\,k_{31}, \quad (5.47)$$

funcția de transfer (5.46) poate fi simplificată.

$$W_{er}(p)=\frac{\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}/r_1\,r_2\,R_3}{[1+\alpha_2+(1-\varepsilon)\,\alpha_3]}}{\left[\dfrac{T_{1\Sigma}\,T_2\,p^2+[T_{1\Sigma}\,(1+(1-\varepsilon)\,\alpha_3)+T_2+\alpha_3\,T'_k]\,p}{1+\alpha_2+(1-\varepsilon)\,\alpha_3}+1\right]}. \quad (5.48)$$

Expresia (5.48) arată că și la funcționarea MEA în sarcină activă, aceasta poate fi reprezentată printr-un element oscilant de gradul II cu funcția de transfer echivalentă

$$W_{er}(p)=\frac{\frac{k_{er}}{R_3}}{\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}p+1} \tag{5.49}$$

Valorile coeficienților funcției de transfer (5.49) se determină din următoarele relații :

factorul de amplificare de curent

$$\frac{k_{er}}{R_3}=k_{eI}=\frac{k_{eo}}{R_3\left[1+\frac{(1-\varepsilon)\alpha_3}{1+\alpha_2}\right]}; \tag{5.50}$$

frecvența proprie de oscilație

$$\nu_r=\sqrt{\frac{1+\alpha_2+(1-\varepsilon)\alpha_3}{T_{1\Sigma}T_2}}; \tag{5.51}$$

factorul de amortizare

$$h_r=\frac{T_{1\Sigma}[1+(1-\varepsilon)\alpha_3]+T_2+\alpha_3 T_k'}{2\sqrt{T_{1\Sigma}T_2[1+\alpha_2+(1-\varepsilon)\alpha_3]}}. \tag{5.52}$$

Procesul tranzitoriu la funcționarea MEA în sarcină activă poate fi determinat cu formula transformării inverse a funcției de transfer a elementului oscilant de gradul II. În funcție de gradul de compensare procesul poate avea un caracter oscilator mai mult sau mai puțin pronunțat față de procesul tranzitoriu din cazul funcționării în gol a MEA.

În regimul de supracompensare, cînd $\varepsilon > 1$, factorul de amortizare al MEA poate să se micșoreze simțitor și sistemul poate fi nestabil din punct de vedere dinamic. De aceea, regimurile de supracompensare a MEA se permit de obicei numai în cazul utilizării unor mijloace suplimentare de stabilizare.

Caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA funcționînd în sarcină activă pot fi construite cu ajutorul nomogramelor după caracteristicile logaritmice de frecvență ale diferitelor elemente. Construcția caracteristicilor atenuare-frecvență și fază-frecvență

ale MEA fără reacție de sarcină a fost examinată în paragraful precedent.

Caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență și fază-frecvență a reacției de sarcină ale MEA pot fi luate din caracteristicile standard ale funcției de transfer inverse a elementului aperiodic de gradul I, conform relației :

$$W_{rs}(p)=r_1k_{31}(1-\varepsilon)\left[\left(T_1+\frac{T_k'}{1-\varepsilon}\right)p+1\right]=k_{rs}(T_{rs}p+1). \quad (5.53)$$

Caracteristicile logaritmice de frecvență standard pentru circuitul reacției de sarcină a MEA sînt reprezentate în fig. 5.13.

Caracteristicile logaritmice de frecvență pentru circuitul reacției de sarcină pot fi construite și prin aproximație. În acest caz se pleacă de la ecuația

$$L_{rs}(\omega T_{rs})=20\lg|T_{rs}j\omega+1|+20\lg|k_{rs}|. \quad (5.54)$$

Presupunînd în cazul variației lui $(\omega T_{rs})$ în limitele de la 0 la 1

$$L_{rs}'(\omega T_{rs})=20\lg|T_{rs}j\omega+1|\approx 0,$$

iar pentru variația lui $(\omega T_{rs})$ în limitele de la 1 la infinit

$$L_{rs}''(\omega T_{rs})=20\lg|T_{rs}j\omega+1|\approx 20\lg T_{rs}\omega,$$

rezultă că CLA a reacției de sarcină (fig. 5.14) poate fi aproximată cu o linie frîntă, compusă dintr-un segment orizontal pînă la $T_{rs}\omega=1$ și un segment înclinat pentru $T_{rs}\omega>1$, cu panta egală cu 20 dB pe decadă :

$$L_{rs}''(\omega T_{rs})_{10}=20\lg T_{rs}=20\lg 10=20\text{ dB}. \quad (5.55)$$

Precizarea construcției aproximate a CLA a circuitului reacției de sarcină poate fi făcută după curba de corecție reprezentată în fig. 5.15.

Caracteristicile logaritmice de frecvență ale elementului sarcinii active sînt linii paralele cu axa frecvenței, conform ecuațiilor

$$L_r(\omega)=20\lg\left|\frac{1}{r_3+R_s}\right| \quad (5.56)$$

și

$$\varphi_r(\omega)=0. \quad (5.57)$$

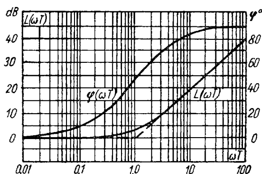



Fig. 5-13 *CLA* și *CIF* standard ale circuitului reacției de sarcină a MEA

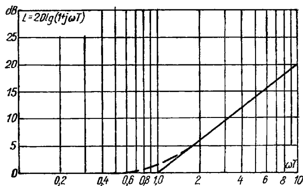



Fig. 5-14. *CLA* aproximativă a circuitului reacției de sarcină a MEA.

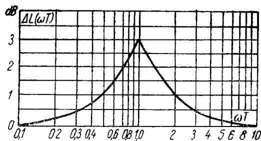



Fig 5-15. Curba corecțiilor pentru precizarea *CLA* a circuitului reacției de sarcină a MEA

Caracteristicile de frecvență ale MEA funcționînd în sarcină se obțin plecînd de la ecuația funcției de transfer a acesteia

$$W_{er}(p)=\frac{W_{eo}(p)\,W_r(p)}{1+W_{eo}(p)\,W_r(p)\,W_{rs}(p)}, \qquad (5.58)$$

unde

$$\left.\begin{aligned} W_{eo}(p)&=\frac{k_{eo}}{\frac{p^2}{\nu_0^2}+2\frac{h_0}{\nu_0}p+1};\\ W_r(p)&=\frac{1}{r_3+R_s}=k_r;\\ W_{rs}(p)&=k_{rs}(T_{rs}p+1). \end{aligned}\right\} \qquad (5.59)$$

Construcția CLA este reprezentată în fig. 5.16; aceasta se efectuează în modul următor. Mai întîi se trasează CLA și CLF ale circuitului deschis al MEA la funcționarea în gol, ale circuitului de sarcină și ale circuitului reacției de sarcină. Apoi se însumează grafic aceste caracteristici și se determină caracteristicile logaritmice ale funcției

$$W'(p)=\frac{1}{1+W_{eo}(p)\,W_r(p)\,W_{rs}(p)}. \qquad (5.60)$$

Pentru determinarea CLA și CLF ale funcției $W'(j\omega)$ se folosește de obicei nomograma funcției $\Phi(j\omega)$ (fig. 5.16, *b*):

$$\Phi(j\omega)=\frac{W''(j\omega)}{1+W''(j\omega)}.$$

Pentru a folosi nomograma dată, funcția $W'(p)$ se prezintă sub forma:

$$W'(p)=\frac{1/W_{eo}(p)\,W_r(p)\,W_{rs}(p)}{1+1/W_{eo}(p)\,W_r(p)\,W_{rs}(p)}=\frac{W''(p)}{1+W''(p)}, \qquad (5.61)$$

unde caracteristicile logaritmice ale funcției $W''(j\omega)$ se obțin ca imaginile în oglindă ale caracteristicilor funcției $W_p(j\omega)$, deoarece logaritmul fracției este egal cu valoarea negativă a logaritmului numitorului. Transpunînd valorile atenuărilor și fazelor caracteristicii $W''(j\omega)$ pe nomogramă se trasează apoi o curbă continuă (fig. 5.16, *b*); prin punctele de intersecție ale acestei curbe cu liniile pline și cele punctate, găsim valorile corespunzătoare ale caracteristicilor logaritmice de fază și atenuare ale funcției $W'(j\omega)$.

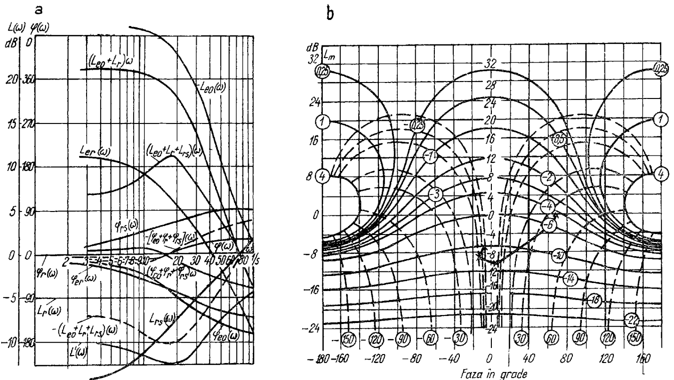



Fig 5-16. Construcția caracteristicilor logaritmice ale MEA la funcționarea în sarcină activă
*a* — construcția *CLA* și *CLF* la funcționarea în sarcină activă cu ajutorul *CLA* și *CLF* ale funcțiilor $W_{eo}$, $W_r$ și ale funcției auxiliare *W'*; b — determinarea *CLA* și *CLF* ale funcției auxiliare *W'* după $W_{eo}$ $W_r$ $W_{rs}$.

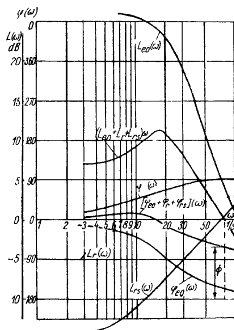



Fig 5-17 Caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal cu circuitul de reacție deschis, pentru aprecierea stabilității funcționării sistemului

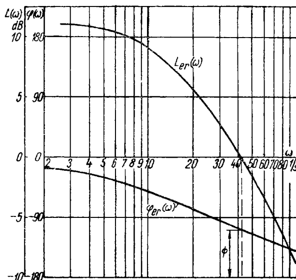



Fig. 5-18 Caracteristicile logaritmice de frecvență experimentale ale MEA de 2,5 kW la funcționarea în sarcină activă

Însumînd mai departe CLA și CLF ale funcțiilor de transfer $W_{eo}(j\omega)$, $W_r(j\omega)$ și $W'(j\omega)$ se obțin caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA la funcționarea în sarcină activă (fig. 5.16, *a*). Aceste caracteristici permit să se aprecieze stabilitatea funcționării MEA în sarcină, fără determinarea procesului tranzitoriu.

Pentru aprecierea stabilității sistemului se pot utiliza CLA și CLF ale circuitului elementelor înseriate: ale MEA, ale sarcinii și a reacției (fig. 5.17). Stabilitatea MEA în sarcină se determină după valoarea fazei pentru $L(\omega)=0$ (pulsația de tăiere $\omega_t$) sau după valoarea logaritmului atenuării în decibeli, pentru faza $\varphi=-180°$. Pentru funcționarea stabilă a MEA în sarcină, CLA a acesteia pentru circuitul de reacție deschis și $\varphi=-180°$ trebuie să aibă valori negative sau pentru $L(\omega)=0$ și frecvența de tăiere $\omega_t$ CLF trebuie să fie mai mare de $-180°$.

În fig. 5.18 sînt reprezentate caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA de 2,5 kW avînd factorul de amplificare de tensiune egal cu unitatea. La funcționarea în sarcină activă ($k_{er}=1$, $k_{eo}=3{,}5$).

## 5.6. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcționarea în sarcină inductivă

Spre deosebire de schema reprezentată în fig. 5.12, schema funcțională a MEA care funcționează în sarcină inductivă (fig. 5.19) are o funcție mai complexă a sarcinii. Însă caracterul reacțiilor interioare nu se schimbă. Pentru analizarea proceselor tranzitorii ale MEA la funcționarea în sarcină inductivă, se va examina expresia funcției sale de transfer.

În primul rînd se efectuează transformarea elementului sarcinii cu reacție interioară într-un element echivalent:

$$W_L(p)=\frac{\dfrac{1}{R_{ex}+r_3}}{T_{ex}\left(\dfrac{R_{ex}}{R_{ex}+r_3}\right)p+1}=\frac{\dfrac{1}{R_s}}{T_s p+1}. \qquad (5.62)$$

Mai departe, plecînd de la reprezentarea MEA sub forma a două elemente înseriate, cuprinse de reacția interioară de sarcină,

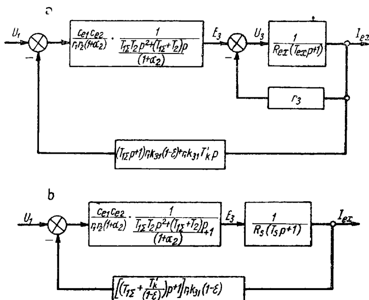



Fig. 5-19. Schema funcțională a MEA la funcționarea în sarcină activ-inductă (circuitul de excitație al unei mașini de curent continuu):

*a* — **schema inițială;** *b* — **schema transformată.**

obținem funcția ei de transfer în cazul funcționării în sarcină inductivă sub următoarea formă:

$$W_{eL}(p)=\frac{W_{eo}(p)\,W_L(p)}{1+W_{eo}(p)\,W_L(p)\,W_{rs}(p)} \tag{5.63}$$

sau

$$W_{eL}(p)=\frac{k_{eo}/R_s}{\frac{T_s}{\nu_o^2}p^3+\left(2\frac{h_0}{\nu_o}T_s+\frac{1}{\nu_o^2}\right)p^2+\left(2\frac{h_0}{\nu_o}+T_s+\frac{k_{eo}\,k_{rs}}{R_s}T_{rs}\right)p+\left(1+\frac{k_{eo}\,k_{rs}}{R_s}\right)},$$

în care (5.64)

$$W_{eo}(p)=\frac{k_{eo}}{\frac{p^2}{\nu_o^2}+2\frac{h_0}{\nu_o}p+1}=\frac{\frac{c_{e1}\,c_{e2}}{r_1r_2(1+\alpha_2)}}{\frac{T_{1\Sigma}\cdot T_2}{(1+\alpha_2)}p^2+\frac{(T_{1\Sigma}+T_2)}{(1+\alpha_2)}p+1}; \tag{5.65}$$

$$W_L(p)=\frac{1/R_s}{T_s\,p+1}; \tag{5.66}$$

$$W_{rs}(p)=k_{rs}(T_{rs}\,p+1)=r_1k_{31}(1-\varepsilon)\left[\left(T_{1\Sigma}+\frac{T'_k}{(1-\varepsilon)}\right)p+1\right]. \tag{5.67}$$

Sub formă desfăşurată, funcţia de transfer a MEA funcţionînd în sarcină inductivă poate fi scrisă în modul următor .

$$W_{eL}(p)=\frac{\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}}{r_1 r_2 R_s}}{T_{1\Sigma}T_2T_sp^3+(T_{1\Sigma}T_s+T_2T_s+T_{1\Sigma}T_2)\,p^2+[T_{1\Sigma}(1+(1-\varepsilon)\alpha_3)+}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{1}{+T_2+T_k'\alpha_3+T_s(1+\alpha_2)]\,p+(1+\alpha_2+(1-\varepsilon)\,\alpha_3)},\qquad(5.68)$$

unde

$$\alpha_2=\frac{c_{e1}k_{21}}{r_2};\quad \alpha_3=\frac{c_{e1}.c_{e2}k_{31}}{r_2R_s}.$$

Pentru asigurarea stabilităţii funcţionării MEA în sarcină inductivă este necesar să fie îndeplinite condiţiile de stabilitate.

Din condiţia ca coeficienţii ecuaţiei caracteristice să fie pozitivi, rezultă că pentru excluderea regimului de autoexcitare în curent continuu a MEA gradul de supracompensare, trebuie să satisfacă condiţia

$$(\varepsilon-1)<\frac{1+\alpha_2}{\alpha_3}=\frac{R_s(c_{e1}k_{21}+r_2)}{c_{e1}\,c_{e2}\,k_{31}}.\qquad(5.69)$$

Din cea de-a doua condiţie de stabilitate, referitoare la relaţia admisă dintre coeficienţii ecuaţiei caracteristice, se poate determina valoarea limită a subcompensării MEA pentru excluderea autoexcitării acesteia în curent alternativ, sub forma :

$$(\varepsilon-1)>-\frac{(T_2+T_s)T_{1\Sigma}^2+(1+\alpha_2)(T_{1\Sigma}+T_2)T_s^2+(T_{1\Sigma}+T_s)T_2^2+2T_{1\Sigma}T_2T_s}{\alpha_3(T_2+T_s)\,T_{1\Sigma}^2}-$$

$$-\frac{T_k'(T_{1\Sigma}T_s+T_2T_s+T_{1\Sigma}T_2)}{(T_2+T_s)\,T_{1\Sigma}^2}.\qquad(5.70)$$

Pentru $T_{1\Sigma}=T_2=T_s=T$ valoarea gradului admis de subcompensare al MEA se determină din relaţia :

$$(\varepsilon-1)>-\left[\frac{r_1R_s\left(4+\dfrac{c_{e1}k_{21}}{r_1}\right)}{c_{e1}\,c_{e2}\,k_{31}}+\frac{3}{2}\,\frac{T_k'}{T}\right].\qquad(5.71)$$

Astfel, pentru asigurarea condițiilor de funcționare stabilă a MEA în sarcină inductivă, gradul de subcompensare trebuie să se afle în limitele

$$-\left[\frac{r_1 R_s\left(4+\frac{c_{e1}k_{21}}{r_1}\right)}{c_{e1}c_{e2}k_{31}}+\frac{3}{2}\frac{T'_k}{T}\right]<(\varepsilon-1)<\frac{r_2 R_s\left(1+\frac{c_{e1}k_{21}}{r_2}\right)}{c_{e1}c_{e2}k_{31}}. \quad (5.72)$$

Din această inegalitate se vede că la MEA cu cîmp transversal la funcționarea în sarcină inductivă se poate admite o valoare mult mai importantă pentru subcompensare decît pentru supracompensarea, cu respectarea condițiilor de stabilitate în funcționare.

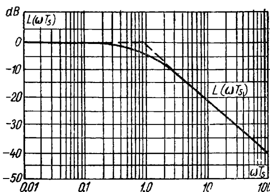



Fig 5-20 $CLA$ a elementului și sarcinii inductive $\left(W_s=\frac{1}{T_s p+1}\right)$.

Caracteristicile de frecvență ale MEA cu cîmp transversal debitînd pe o înfășurare de excitație, pot fi construite plecînd de la schema funcțională reprezentată în fig. 5.19, *b*. Pentru construirea CLA și CLF ale amplificatorului încărcat cu înfășurarea de excitație a unei mașini de curent continuu, sînt necesare caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA la funcționarea în gol, ale circuitului de sarcină și ale reacției de sarcină.

Calculul și construcția caracteristicilor logaritmice ale MEA la funcționarea în gol, și a reacției sale de sarcină s-au arătat mai sus; construcția caracteristicilor de frecvență ale elementului sarcinii inductive se efectuează după funcția de transfer a sarcinii, care în acest caz poate fi scrisă sub forma:

$$W_L(p)=\frac{1/R_s}{(T_s p+1)}=\frac{k_s L}{(T_s p+1)}. \quad (5.73)$$

Sarcina inductivă reprezintă un element aperiodic simplu, iar caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență ale acesteia se pot

determina după caracteristicile standard (fig. 5.20) sau se pot construi prin aproximație cu formula:

$$L_{sL}(\omega T_s)=20\lg|k_{sL}|-20\lg|T_s j\omega+1|. \qquad (5.74)$$

Considerînd că în limitele de variație a lui $(\omega T_s)$ între 0 și 1

$$L'_{sL}(\omega T_s)=20\lg|T_s j\omega+1|\approx 0$$

și că pentru variația lui $(\omega T_s)$ în limitele de la 1 la infinit,

$$L''_{sL}(\omega T_s)=-20\lg|T_s j\omega+1|\approx 20\lg(T_s\omega)$$

rezultă că CLA a elementului sarcinii (fig. 5.21, *a*) reprezintă o linie compusă dintr-un segment de dreaptă orizontal pînă la $\omega T_s=1$ și unul înclinat coborîtor pentru $\omega T_s>1$ cu panta de 20 dB pe decadă.

Precizarea acestei construcții poate fi efectuată cu ajutorul curbelor de corecție, reprezentate în fig. 5.21, *b*.

Caracteristicile de fază ale elementului sarcinii inductive se determină cu ecuația

$$\varphi_{sL}(\omega T_s)=\operatorname{arc\,tg}(-\omega T_s) \qquad (5.75)$$

și pot fi trasate după curba standard reprezentată în fig. 5.22.

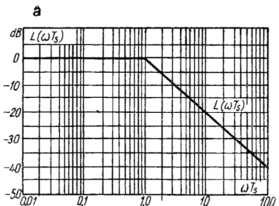
Cu ajutorul CLA și CLF ale elementului sarcinii, caracteristicile logaritmice de frecvență pentru funcționarea în sarcină inductivă se construiesc în mod analog, ca și caracteristicile MEA la funcționarea în sarcina activă.

Mai întîi se trasează CLA și CLF ale amplificatorului funcționînd în gol, ale elementului sarcinii și ale reacției de sarcină. Apoi se însumează grafic aceste caracteristici și cu ajutorul nomogramei reprezentată în fig. 1.17 se deduce caracteristica funcției auxiliare

$$W'_L(j\omega)=\frac{1/W_{eo}(j\omega)\,W_L(j\omega)\,W_{rs}(j\omega)}{1+1/W_{eo}(j\omega)\,W_L(j\omega)\,W_{rs}(j\omega)}. \qquad (5.76)$$

Prin însumarea CLA și CLF ale funcțiilor $W_{eo}(j\omega)$, $W_L(j\omega)$ și $W'_L(j\omega)$ se obțin caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal a funcționarea în sarcină inductivă.

În fig. 5.23 sînt reprezentate caracteristicile logaritmice experimentale ale MEA de 2,5 kW, funcționînd în circuitul de excitație al unui generator cu $T_s=0{,}7$ s.



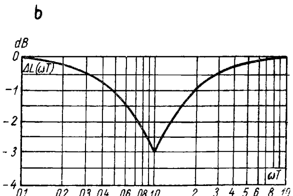




Fig 5-21. *CLA* aproximativă a elementului sarcinii inductive (*a*) și curba corecțiilor pentru precizarea acesteia în cazul aproximării inițiale prin drepte (*b*)

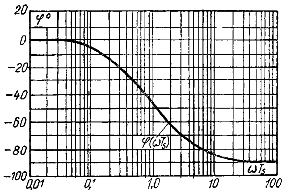



Fig. 5-22 *CIF* a elementului sarcinii inductive.

În comparație cu regimul sarcinii active la funcționarea MEA în sarcină inductivă scade simțitor frecvența de tăiere a caracteristicii logaritmice atenuare-frecvență și se coboară caracteristica de fază, în urma cărui fapt condițiile de stabilitate se înrăutățesc. Datorită acestei situații, la funcționarea MEA cu cîmp transversal pe o sarcină activ-inductivă, aceasta este de obicei cuprinsă de o reacție de stabilizare suplimentară.

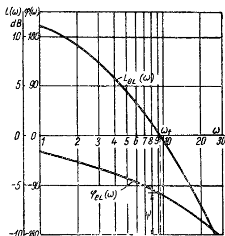



Fig. 5-23. Caracteristicile logaritmice de frecvență experimentale ale MEA de 2,5 kW funcționînd într-un circuit de excitație cu $T_s$=0,7 s.

### 5.7. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal încărcate cu un motor

În sistemele cu MEA cu cîmp transversal, de regulă, se utilizează motoare de curent continuu cu excitație independentă ; mașina electrică amplificatoare în acest caz, poate alimenta fie circuitul indusului motorului, fie circuitul înfășurării de excitație a acesteia.

Cînd mașina electrică amplificatoare funcționează în circuitul indusului motorului se analizează de obicei două regimuri — regimul aplicării bruște a tensiunii de excitație la înfășurarea de comandă a MEA cînd nu există sarcină la axul motorului și regimul aplicării bruște a sarcinii la axul motorului, tensiunea continuă în circuitul înfășurării de comandă a MEA fiind constantă.

Cînd MEA cu cîmp transversal alimentează înfășurarea de excitație a motorului, procesele tranzitorii din sistem se apreciază după regimul variației bruște a tensiunii din circuitul înfășurării de comandă a MEA, la funcționarea în sarcină constantă a motorului.

Regimurile de funcționare mai complicate ale MEA cu cîmp transversal, avînd ca sarcină un motor, fiind examinate în planul liniar, se pot cerceta prin metoda suprapoziției din regimurile tip expuse mai sus.

La funcționarea MEA cu un motor fără sarcină, la variația tensiunii în circuitul înfășurării de comandă, schema funcțională a sistemului poate fi reprezentată ca în fig. 5.24.

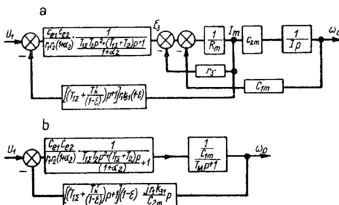



Fig 5-24 Schema funcțională completată (*a*) și transformată (*b*) a MEA ce funcționează cu un motor de curent continuu fără sarcină

Conform acestei scheme, funcția de transfer a MEA la funcționarea cu un motor fără sarcină se scrie sub forma următoare

$$W_{emo}(p)=\frac{W_{eo}(p)\,W_{m\omega}(p)}{1+W_{eo}(p)\,W_{m\omega}(p)\,W_{r\omega}(p)}, \tag{5.77}$$

$$W_{emo}(p)=\frac{k_{eo}/c_{em}}{\frac{T_M}{\nu_0^2}p^3+\left[\left(2\frac{h_0}{\nu_0}+\frac{\alpha_3}{1+\alpha_2}(1-\varepsilon)T_{1\omega}\right)T_M+\frac{1}{\nu_0^2}\right]p^2+} \rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{1}{+\left[\left(1+\frac{\alpha_3}{1+\alpha_2}(1-\varepsilon)\right)T_M+2\frac{h_0}{\nu_0}\right]p+1} \tag{5.78}$$

unde

$$W_{eo}(p)=\frac{k_{eo}}{\frac{p^2}{\nu_0^2}+2\frac{h_0}{\nu_0}p+1}=\frac{c_{e1}\,c_{e2}/r_1 r_2(1+\alpha_2)}{\frac{T_{1\Sigma}T_2}{(1+\alpha_2)}p^2+\frac{T_{1\Sigma}+T_2}{1+\alpha_2}p+1}; \tag{5.79}$$

$$W_{m\omega}(p)=\frac{1/c_{em}}{T_M\,p+1}; \tag{5.80}$$

$$W_{r\omega}(p)=k_{r\omega}(T_M T_{r\omega} p^2+T_M p)=$$
$$=\frac{r_1 k_{31} c_{em}}{R_s}(1-\varepsilon)\left[\left(T_{1\Sigma}+\frac{T'_k}{(1-\varepsilon)}\right)p+1\right]T_M p. \qquad (5.81)$$

În formă desfășurată funcția de transfer a MEA care funcționează cu un motor fără sarcină poate fi scrisă astfel:

$$W_{emo}(p)=\frac{\dfrac{c_{e1}c_{e2}}{r_1 r_2 c_{em}}}{T_{1\Sigma}T_2T_M p^3+[T_{1\Sigma}T_2+(1+(1-\varepsilon)\alpha_3)T_{1\Sigma}T_M+\alpha_3 T_k T_M+T_2T_M]p^2+} \rightarrow$$
$$\rightarrow \frac{1}{+[T_{1\Sigma}+T_2+[T_{1\Sigma}+T_2+[1+\alpha_2+(1-\varepsilon)]\alpha_3]T_M]p+(1+\alpha_2)}. \qquad (5.82)$$

Pentru asigurarea funcționării stabile a MEA cu cîmp transversal la funcționarea cu un motor fără sarcină, trebuie ca gradul de compensare $\varepsilon$ a reacției longitudinale a indusului să depășească o anumită valoare.

Gradul de compensare admis se determină cu următoarea inegalitate:

$$(1-\varepsilon)<-\frac{(2+\alpha_2)}{2\alpha_3}-\frac{T_2+\alpha_3 T_k}{2\alpha_3 T_{1\Sigma}}-\frac{T_{1\Sigma}+2T_2}{2\alpha_3 T_M}+$$
$$+\sqrt{\left[\frac{2+\alpha_2}{2\alpha_3}+\frac{T_2+\alpha_3 T'_k}{2\alpha_3 T_{1\Sigma}}+\frac{T_{1\Sigma}+2T_2}{2\alpha_3 T_M}\right]^2-\frac{T_2(T_{1\Sigma}+T_2+T_M)}{\alpha_3 T_M^2}-} \rightarrow$$
$$\rightarrow \overline{-\frac{(1+\alpha_2)(T_{1\Sigma}+T_2+\alpha_3 T'_k)}{\alpha_3 T_{1\Sigma}}-\frac{T_{1\Sigma}T_2+T_{1\Sigma}T'_k+T_2T'_k}{T_M T_{1\Sigma}}}. \qquad (5.83)$$

Cînd $T_{1\Sigma}=T_2=T_M=T$, valoarea coeficientului de supracompensare admisă al MEA se stabilește plecînd de la relația

$$(1-\varepsilon)<-(6+\alpha_2+\alpha_3)\frac{T'_k}{T}-\frac{\sqrt{\left(6+\alpha_2+\alpha_3\dfrac{T'_k}{T}\right)-4\alpha_3(5+2\alpha_2+\alpha_3)\left(\dfrac{T'_k}{T}(3+\alpha_2)+1\right)}}{2\alpha_3}. \qquad (5.84)$$

Pentru funcționarea stabilă a MEA avînd un motor ca sarcină este de dorit ca gradul de compensare să fie întotdeauna mai mic decît unitatea ($\varepsilon<1$).

Conform schemelor funcționale reprezentate în fig. 5.24 pentru regimul de funcționare al MEA cu motor, se pot construi și caracteristicile de frecvență cu ajutorul cărora se efectuează apoi analiza proceselor tranzitorii din sistem.

Drept caracteristici de frecvență pentru fișa tehnică în cazul funcționării MEA cu un motor, se adoptă de asemenea caracteristicile de frecvență ale MEA la funcționarea în gol și caracteristicile de frecvență ale reacției de sarcină.

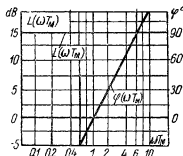



Fig. 5-25. Caracteristicile logaritmice de frecvență ale elementului $\left(\frac{c_{em}}{R_s} T_M p\right)$ din circuitul de reacție a MEA

Trebuie menționat că în cazul funcționării MEA cu un motor fără sarcină, reacția de sarcină se raportează de obicei la viteza motorului, fapt în urma căruia funcția de transfer a reacției de sarcină a MEA se înmulțește cu funcția de transfer a elementului cu acțiune diferențială $\left(\frac{c_{em}}{R_s} T_M p\right)$. Practic, deoarece ne folosim de caracteristicile logaritmice de frecvență, la CLA și CLF ale reacției de sarcină se daugă CLA și CLF ale elementului cu acțiune diferențială:

$$L_{me}(\omega T_M) = 20 \lg \left| \frac{c_{em}}{R_s} T_M j\omega \right| = 20 \lg \left| \frac{c_{em}}{R_s} \right| + 20 \lg |T_M j\omega|. \quad (5.85)$$

CLA a elementului suplimentar cu acțiune diferențială din circuitul reacției este o linie dreaptă cu panta de 20 dB, pe decadă, iar CLF — o linie orizontală cu ordonata $+\frac{\pi}{2}$ (fig. 5.25).

Construirea caracteristicilor logaritmice ale MEA funcționînd cu motor ca sarcină, se efectuează în mod analog cu cazul cînd se analizează funcționarea acesteia în sarcină activă sau inductivă. Mai întîi se trasează CLA și CLF ale elementelor: ale MEA la mers în gol, ale motorului și ale reacției MEA. Apoi, după imaginea în oglindă a caractersiticii totale $W_{eo}(j\omega) W_{m\omega}(j\omega) W_{\omega}(j\omega)$, cu ajutorul nomogramei reprezentată în fig. 5.16, *b*, se determină CLA și CLF ale funcției auxiliare:

$$W'_{em\omega}(j\omega) = \frac{1/W_{eo}(j\omega)\, W_{m\omega}(j\omega)\, W_{r\omega}(j\omega)}{1 + 1/W_{eo}(j\omega)\, W_{m\omega}(j\omega)\, W_{r\omega}(j\omega)}. \quad (5.86)$$

Adunînd CLA și CLF ale funcției auxiliare $W'_{em\omega}(j\omega)$, cu CLA și CLF ale funcției de transfer $W_{eo}(j\omega)\times W_{m\omega}(j\omega)$, se obțin CLA și CLF ale amplificatorului cu cîmp transversal care debitează pe un motor de curent continuu fără sarcină la ax.

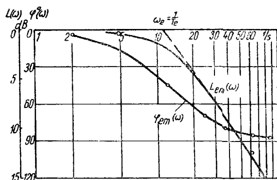


Fig 5-26. Caracteristicile logaritmice de frecvență experimentale ale MEA care funcționează cu compensare critică, avînd ca sarcină un motor.

În fig. 5.26 sînt reprezentate caracteristicile logaritmice experimentale ale MEA cu cîmp transversal, de 2,5 kW care alimentează un motor electric de curent continuu de tipul ПН cu puterea de 1,0 kW, 1 000 rot/min, fără sarcină la arbore

După cum se vede din fig. 5.26 caracteristicile logaritmice de fază ale MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor fără sarcină, datorită elementului cu acțiune diferențială din circuitul de reacție, se deplasează în zona unghiurilor de fază mici, ceea ce mărește rezerva de stabilitate a unui astfel de sistem.

Dacă reacția longitudinală a indusului MEA este subcompensată ($\varepsilon < 1$), CLF se reduce la valori ale unghiurilor mai mici de $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$, adică în cazul subcompensării sistemul MEA-motor are o rezervă de stabilitate de fază de aproape $\pi/2$, iar CLA și CLF ale acestuia sînt suficient de apropiate de caracteristicile de frecvență corespunzătoare ale unui element aperiodic simplu de gradul I.

Datorită circumstanțelor enumerate, într-o serie de cazuri sistemul MEA-motor la mersul în gol poate fi reprezentat sub forma unui sistem aperiodic de gradul I avînd funcția de transfer:

$$W_{em\omega}(p)\approx\frac{k_{eo}/c_{em}}{T_e p+1}. \quad (5.87)$$

Constanta de timp echivalentă $T_e$ a sistemului MEA-motor la mers în gol, din forma simplificată a funcției de transfer, se

poate determina după frecvența de tăiere a CLA (vezi fig. 5.26), adică după punctul de intersecție a asimptotei CLA cu axa absciselor și se calculează cu formula

$$T_e = \frac{1}{\omega_t}. \tag{5.88}$$

Dacă MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor de curent continuu are o supracompensație a reacției longitudinale a motorului ($\varepsilon > 1$), reacția de sarcină devine pozitivă și CLF coboară în zona unghiurilor mai mari de $(-\pi)$ astfel că sistemul devine instabil.

Pentru asigurarea unei funcționări stabile a MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor, trebuie întotdeauna ca aceasta să fie cuprinsă de o reacție suplimentară de stabilizare, fără de care acest sistem va fi instabil sau va fi înclinat către instabilitate.

Procesele tranzitorii din sistemul MEA-motor, la variația sarcinii sau fluxului de excitație, se analizează în raport cu abaterea vitezei de rotație a motorului de la viteza pe care o are motorul la funcționarea în gol cu fluxul de excitație nominal.

Ecuația sistemului MEA-motor de curent continuu, referitoare la abaterea vitezei, la variația sarcinii, poate fi obținută din următoarele relații :

$$\left.\begin{aligned} -\frac{M_s}{c_2} &= \frac{c_1}{r_3} T_M p\Delta\omega - \Delta I_3; \\ r_3\Delta I_3 + c_1\Delta\omega = -\Delta E_3 &= \frac{k_{e0} k_{31} r_1 (1-\varepsilon)(T_{rs}p+1)}{\left(\frac{p^2}{\nu_0^2} + 2\frac{h_0}{\nu_0}p + 1\right)} \Delta I_3. \end{aligned}\right\} \tag{5.89}$$

Astfel, micșorarea vitezei motorului cu $\Delta\omega$ la aplicarea sarcinii este determinată de căderea de tensiune din circuitul indusurilor sistemului MEA-motor, datorită creșterii curentului din indusul motorului și de variația t.e.m. a MEA datorită acțiunii reacției de sarcină, sub influența variației curentului de sarcină.

În conformitate cu ecuațiile date mai sus, schema funcțională a sistemului MEA-motor pentru o creștere bruscă a sarcinii poate fi reprezentată așa cum se arată în fig. 5.27, *a*.

După efectuarea transformărilor structurale (fig. 5.27, *b* și *c*) se obține schema funcțională a sistemului MEA-motor, a cărei funcție de transfer a sistemului în raport cu abaterea vitezei, la variația sarcinii, poate fi reprezentată sub forma următoare:

$$W_{ems}(p)=$$

$$=\frac{\frac{R_s}{c_1c_2}\left[\frac{p^2}{\nu_0^2}+\left(2\frac{h_0}{\nu_0}+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{(1+\alpha_2)}T_{rs}\right)p+1+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{(1+\alpha_2)}\right]}{\frac{T_M}{\nu_0^2}p^3+\left[\left(2\frac{h_0}{\nu_0}+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}T_{rs}\right)T_M+\frac{1}{\nu_0^2}\right]p^2+\left[\left(1+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}\right)T_M+2\frac{h_0}{\nu_0}\right]p+1},\tag{5.90}$$

unde $R_s=r_3+r_m$.

Polinomul caracteristic al funcției de transfer $W_{ems}(p)$ a sistemului MEA-motor pentru creșterea bruscă a sarcinii rămîne același ca la funcția de transfer $W_{em\omega}(p)$ și anume relația (5.78). De aci rezultă că condiția stabilității sistemului MEA-motor care funcționează în gol este valabilă fără rezerve și pentru funcționarea acestui sistem la variația sarcinii. În cazul general sistemul funcționează stabil numai la subcompensare și necesită mijloace speciale de stabilizare în cazul unei ușoare supracompensări.

Caracteristicile de frecvență ale MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor, la axul căruia se aplică brusc un cuplu de sarcină, pot fi construite cu ajutorul CLA și CLF corespunzătoare ale mașinii electrice amplificatoare care alimentează motorul fără sarcină, la factor de amplificare egal cu unitatea ($k_{e0}=1$), prin însumarea acestora cu CLA și CLF ale funcției perturbatoare. Deoarece funcția perturbatoare în acest caz este de gradul II, CLA și CLF ale acesteia pot fi obținute după caracteristicile de frecvență standard ale funcției de transfer a elementului oscilant, după valoarea frecvenței proprii $\nu_M$ și a amortizării $h_M$:

$$W_{ems}(p)=$$

$$=\frac{\frac{R_s}{c_1c_2\left(1+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}\right)}\left(\frac{p^2}{\nu_M^2}+2\frac{h_M}{\nu_M}p+1\right)}{\frac{T_M}{\nu_0^2}p^3+\left[\left(2\frac{h_0}{\nu_0}+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}T_{rs}\right)T_M+\frac{1}{\nu_0^2}\right]p^2+\left[\left(1+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}\right)T_M+2\frac{h_0}{\nu_0}\right]p+1},\tag{5.91}$$

în care

$$\nu_M = \nu_0 \sqrt{1 + \frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}}; \tag{5.92}$$

$$h_M = \frac{h_0 + \frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{2(1-\alpha_2)} T_{rs}\nu_0}{\sqrt{1 + \frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}}}. \tag{5.93}$$

CLA și CLF ale funcției perturbatoare sînt imagini în oglindă ale CLA și CLF ale elementului oscilant standard cu $\nu = \nu_M$ și $h = h_M$.

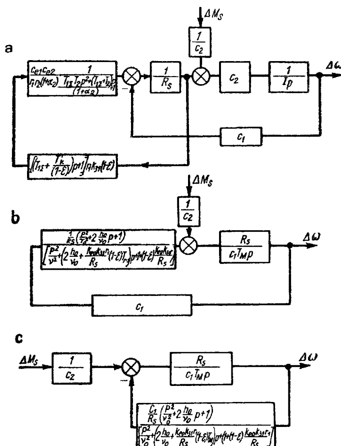



Fig. 5-27 Schema funcțională a MEA avînd ca sarcină un motor în cazul variației bruște a sarcinii la axul motorului:
*a* — schema inițială, *b* și *c* — schema transformată.

Factorul de amplificare al funcției de transfer a MEA cu cîmp transversal care alimentează un motor, în cazul aplicării sarcinii se determină cu următoarea expresie:

$$k_{ems}=\frac{R_s}{c_1c_2\left(1+\frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}\right)}. \tag{5.94}$$

Menționăm că o dată cu variația gradului de compensare $\varepsilon$, variază valoarea abaterii staționare $\Delta\omega_M$ a vitezei, crescînd în cazul subcompensării și scăzînd în cazul supracompensării.

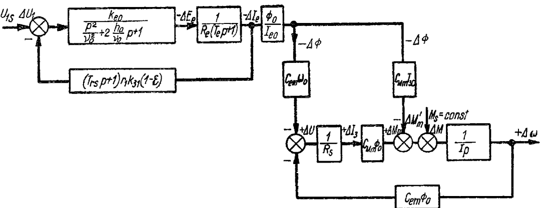
În circuitul de excitație al motoarelor, MEA se utilizează pentru reglarea vitezei peste valoarea principală. Analiza proceselor tranzitorii ale acestui sistem se face de obicei în ipoteza că reglarea fluxului de excitație al motorului se realizează la tensiune nominală constantă, ce se aplică la indusul acestuia și la cuplu. În acest caz variația vitezei motorului este legată univoc de variația fluxului de excitație a motorului și analiza proceselor tranzitorii se face în raport cu abaterile mărimilor.

Ecuația sistemului în abateri pentru variația semnalului de comandă a MEA poate fi obținută din următoarele relații:

$$\left.\begin{aligned}
&\left(\frac{p^2}{\nu_0^2}+2\frac{h_0}{\nu_0}p+1\right)\Delta E_e=k_{e0}\Delta U_1-k_{e0}k_{31}r_1(1-\varepsilon)(T_{rs}p+1)\Delta I_e;\\
&(T_ep+1)\Delta I_e=\frac{\Delta E_e}{R_e};\\
&-\Delta\Phi=-\frac{\Phi_0}{I_{e0}}\Delta I_e;\\
&0=R_S\Delta I_3-c_{em}\omega_0\Delta\Phi+c_{em}\Phi_0\Delta\omega;\\
&Jp\Delta\omega=\Delta M=-c_{Mm}I_{30}\Delta\Phi+c_{Mm}\Phi_0\Delta I_3.
\end{aligned}\right\} \tag{5.95}$$

Aceste relații sînt aproximative, deoarece în ele sînt omiși membrii ce conțin produsele creșterilor ca fiind mărimi mici de ordinul II.

Avînd în vedere ecuațiile de mai sus se determină schema funcțională a sistemului MEA — circuit de excitație al motorului (fig. 5.28).



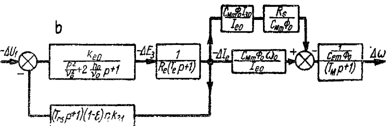



Fig 5-28 Schema funcțională (*a*) și cea transformată (b) pentru MEA având ca sarcină circuitul de excitație al unui motor de curent continuu cu cuplu constant la ax

Funcția de transfer a sistemului în abateri ale vitezei pentru variația semnalului de comandă a MEA se obține sub forma:

$$W_{Eem}(p) = -\frac{\Delta\omega(p)}{\Delta U_1(p)} =$$

$$= \frac{\frac{1}{U_{10}}\left(\omega_0 - \frac{I_3 R_s}{c_{em}\Phi_0}\right)}{\left[\frac{T_e}{\nu_0^2}p^3 + \left(\frac{1}{\nu_0^2} + 2\frac{h_0}{\nu_0}T_e\right)p^2 + \left(2\frac{h_0}{\nu_0} + T_e + \frac{\alpha_3(1-\varepsilon)}{1+\alpha_2}T_{rs}\right)p + \left(1 + \frac{\alpha_3(-\varepsilon)}{\alpha_2+1}\right)\right](T_M p + 1)} \tag{5.96}$$

unde $R_e = r_3 + r_{Mem}$; $T_M = \frac{GD^2 R_s}{375 c_{em} c_{Mm} \Phi_0^2}$.

Expresia obținută a funcției de transfer $W_{Eem}(p)$ arată că în privința stabilității sistemul MEA cu cîmp transversal — circuit de excitație al unui motor este echivalent cu sistemul MEA cu cîmp transversal — circuit de excitație al unui generator. De aceea, condițiile de funcționare stabilă a MEA în circuitul de excitație ai unui generator, indicate în § 5.6, sînt complet valabile și pentru sistemul dat. CLA și CLF ale unui astfel de sistem se construiesc în mod analog, ca CLA și CLF ale mașinii electrice amplificatoare care funcționează în circuitul de excitație al unui generator și se deosebesc de acestea prin construcția suplimentară a CLA și CLF ale motorului la variația fluxului de excitație. Aceste caracteristici ale motorului sînt determinate de funcția de transfer

$$W_{m\Delta\Phi}(p) = \frac{\frac{1}{U_{e0}}\left(\omega_0 - \frac{I_3 R_s}{c_{em}\Phi_0}\right)}{(T_M p + 1)}. \tag{5.97}$$

Este evident că CLA și CLF ale funcției de transfer a motorului $W_{m\Delta\Phi}(j\omega)$ pot fi trasate după caracteristicile de frecvență standard ale elementului aperiodic de gradul I (vezi fig. 5.20).

# VI. MAŞINA ELECTRICĂ AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL CA SIMPLU AMPLIFICATOR DE PUTERE

## 6.1. Schemele principale de conectare ale maşinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal la funcţionarea ca simplu amplificator de putere

Maşinile electrice amplificatoare funcţionează de obicei în regim de simplu amplificator de putere, în serie cu un amplificator sumator auxiliar, realizat fie cu amplificatoare magnetice, fie cu tuburi electronice sau cu triode semiconductoare.

Cerinţele principale impuse MEA ca simplu amplificator de putere sînt liniaritatea caracteristicilor statice şi rapiditate maximă. Deoarece caracteristicile MEA cu cîmp transversal se abat într-o anumită măsură de la liniaritate, la utilizarea lor ca simple amplificatoare de putere se folosesc scheme speciale de conectare, care permit reducerea distorsiunilor neliniare ale caracteristicilor statice.

În prezent se utilizează două scheme de conectare ale MEA ce funcţionează în regimul de simplu amplificator de putere:

a) schema cu reacţie negativă globală după tensiunea de ieşire a MEA;

b) schema cu reacţie diferenţială după tensiunea de ieşire a MEA.

Schemele de conectare ale MEA cu cîmp transversal cu reacţii negative globale după tensiunea de ieşire a MEA, pentru liniarizarea caracteristicilor acesteia şi pentru mărirea rapidităţii, sînt reprezentate în fig. 6.1.

Prin amplificatorul auxiliar semnalul de comandă poate fi aplicat la aceste scheme, fie la două înfăşurări de comandă ale MEA conectate diferenţial (fig. 6,1, *a* şi *b*), fie la o înfăşurare şuntată cu o rezistenţă de balast cu priză mediană (fig. 6.1, *c*).

Pentru introducerea semnalului de reacţie negativă după tensiunea de ieşire se utilizează de obicei o înfăşurare de comandă separată a MEA.

Examinînd funcționarea MEA în gol, pentru analizarea schemei cu reacție globală (fig. 6.1) se pot scrie următoarele ecuații:

$$E_3 = c'_{e1} c_{e2} \frac{w_1}{r_1 r_2} \left( k_{ec} U_1 - \frac{w_r r_1}{w_1 r_r} I_r r_r \right) \pm \Delta E_3,$$

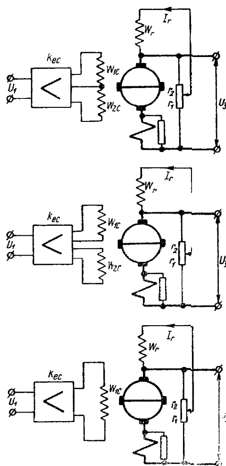



Fig. 6-1. Schema MEA cu reacție negativă globală după tensiunea de ieșire funcționînd în regim de amplificator liniar de putere: cu două înfășurări de comandă de intrare conectate diferențial (*a* și *b*) și cu o înfășurare de comandă de intrare (*c*).

$$I_r r_r = E_3 - r_1 \left(1 + \frac{r_r}{r_2}\right) I_r,$$

sau

$$E_3 = E_{3\,med} \pm \Delta E'_3 = \frac{k_{ec} k_{e0} U_1}{1 + \alpha\beta k_{e0}} \pm$$

$$\pm \frac{\Delta E_3}{1 + \alpha\beta k_{e0}}, \qquad (6.1)$$

unde

$$k_{e0} = c'_{e1} c_{e2} \frac{w_1}{r_1 r_2}; \quad \alpha = \frac{w_r r_1}{w_1 r_r};$$

$$\beta = \frac{r_2 r_r}{r_1 r_2 + r_1 r_r + r_2 r_r}.$$

Astfel, reacția negativă rigidă stabilizează tensiunea de ieșire a MEA pentru un semnal dat de comandă și micșorează simțitor valoarea abaterii tensiunii datorită acțiunilor de deformare (histereză și altele).

Micșorarea abaterii tensiunii față de valoarea liniară este determinată de valorile coeficienților: de amplificare al MEA $k_{e0}$, al reacției $\beta$ și de raportare al înfășurărilor $\alpha$.

Trebuie de asemenea menționat că în schemele MEA cu reacții rigide, concomitent cu micșorarea abaterilor neliniare ale tensiunii de ieșire a MEA și cu îmbunătățirea liniarității

caracteristicilor scade simțitor factorul de amplificare de tensiune, care devine egal cu:

$$k'_{e0}=\frac{k_{e0}}{1+\alpha\beta k_{e0}} \qquad (6.2)$$

Scăderea puternică a factorului de amplificare reprezintă un dezavantaj al acestei scheme deoarece necesită utilizarea unor preamplificatoare cu o putere importantă la ieșire.

Schemele MEA cu reacție diferențială au indici mult mai buni (fig. 6.2).

Reacția diferențială este o reacție după diferența dintre tensiunea de comandă $U_1$ și o fracțiune a tensiunii de ieșire $U_3$ a MEA. O astfel de reacție, dînd amplificatorului toate calitățile pozitive care se realizează printr-o reacție negativă rigidă, nu micșorează factorul de amplificare de tensiune, asigurînd totodată menținerea constantă a acestuia și în zona saturației circuitului magnetic al MEA. O condiție ce trebuie îndeplinită pentru a putea utiliza reacția diferențială în amplificatorul de curent continuu o reprezintă absența legăturii electrice directe între circuitele de intrare și de ieșire ale acestuia. La MEA cu cîmp transversal această condiție este totdeauna îndeplinită.

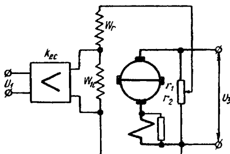



Fig. 6-2. Schema MEA cu reacție diferențială după tensiunea de ieșire, funcționînd în regim de amplificator liniar de tensiune.

Pentru analizarea schemei MEA cu cîmp transversal cu reacție diferențială a tensiunii de ieșire, poate fi scrisă următoarea ecuație la funcționarea în gol a MEA:

$$E_3=k_{ec}c'_{e1}c_{e2}\frac{w_1}{r_1r_2}\,U_1+c'_{e1}c_{e2}\,\frac{w_r}{r_rr_2}\,(k_{ec}U_1-\beta E_3)\pm\Delta E_3 \qquad (6.3)$$

sau

$$E_3=E_{3med}\pm\Delta E'_3=\frac{k_{ec}k_{e0}\,(1+\alpha)\,U_1}{1+\alpha\beta k_{e0}}\pm\frac{\Delta E_3}{1+\alpha\beta k_{e0}}, \qquad (6.4)$$

unde

$$\left.\begin{aligned} k_{e0} &= c'_{e1} c_{e2} \frac{w_1}{r_1 r_2}; \\ \alpha &= \frac{w_r r_1}{w_1 r_r}; \\ \beta &= \frac{r_2 r_{cr}}{r_1 r_2 + (r_1 + r_2) r_{cr}}; \\ r_{cr} &= r_r + r_1. \end{aligned}\right\} \tag{6.5}$$

Variind coeficientul de reacție $\beta$ de la 0 la 1 în cazul reacției diferențiale se poate obține nu numai constanța factorului de amplificare de tensiune al MEA, ci chiar și o creștere oarecare a acestuia.

Condiția de acordare a reacției diferențiale pentru a păstra factorul de amplificare de tensiune natural al MEA este ca

$$\beta = \frac{1}{k_{e0}}. \tag{6.6}$$

În acest caz pentru MEA cu reacție diferențială se obține ecuația simplificată

$$E_3 = k_{ec} k_{e0} U_1 \pm \frac{\Delta E_3}{(1+\alpha)}. \tag{6.7}$$

Astfel, gradul de micșorare a abaterilor neliniare ale t.e.m. a MEA cu cîmp transversal, datorită histerezei și altor cauze, este determinat de raportul de parametri ai înfășurării de comandă $w_1/r_1$ și ai înfășurării de reacție $w_r/r_r$. Printr-o alegere corespunzătoare a acestor înfășurări se poate obține micșorarea necesară a abaterii tensiunii MEA de la legea liniară.

$$\Delta E'_3 = \frac{\Delta E_3}{(1+\alpha)}. \tag{6.8}$$

Trebuie menționat că reacția diferențială dă și posibilitatea de a stabiliza factorul de amplificare al MEA cu cîmp transversal care de obicei scade o dată cu saturarea sistemului magnetic. Pentru cazul $\beta = 1/k_{e0}$, valoarea factorului de amplificare al MEA cu reacție diferențială, în cazul saturației, poate fi determinată cu reacția

$$k''_{e0} = \frac{(k_{e0} - \Delta k_{e0})(1+\alpha)}{1 + \alpha\beta(k_{e0} - \Delta k_{e0})} = k_{e0} \frac{\Delta k_{e0}}{1 + \alpha(1 - \varkappa)}, \tag{6.9}$$

unde

$$\varkappa = \frac{\Delta k_{e0}}{k_{e0}}. \qquad (6.10)$$

Prin urmare, dacă scade cu $\Delta k_{e0}$, factorul de amplificare al MEA față de valoarea inițială datorită prezenței numitorului în ecuația (6.9), $\Delta k_{e0}$ scade proporțional cu mărimea $\left[\frac{1}{1+\alpha(1-\varkappa)}\right]$ datorită cărui fapt factorul de amplificare de tensiune poate fi obținut practic constant și în zona de saturație a MEA.

Astfel, MEA cu cîmp transversal în schema cu reacție diferențială în comparație cu schema cu reacție simplă are caracteristici mult mai bune datorită menținerii constante a factorului de amplificare de tensiune rezultant.

Schemele de conectare a MEA examinate mai sus se utilizează pe scară largă în sistemele de automatizare cu mașini electrice, cea mai largă răspîndire căpătînd-o schemele simple și sigure cu reacții negative globale. Schemele MEA cu reacție diferențială se utilizează deocamdată mai rar.

Amplificatoarele auxiliare se aleg de obicei după puterea consumată de circuitul de comandă al MEA, avînd în vedere funcționarea sa într-o schemă sau în alta.

Pentru schemele MEA cu reacție negativă (vezi fig. 6.1) factorul de amplificare al acesteia depinde de valoarea reacției și este determinat de următorul raport:

$$k'_{e0} = \delta k_{e0} = \frac{k_{e0}}{1+\alpha\beta k_{e0}}. \qquad (6.11)$$

Mărimea $\delta$ este denumită coeficient de statism, deoarece aceasta caracterizează micșorarea relativă a abaterilor tensiunii MEA (fig. 6.3). Într-adevăr,

$$\delta = \frac{1}{1+\alpha\beta k_{e0}} = \frac{\Delta E'_3}{\Delta E_3}. \qquad (6.12)$$

Deci fiind dată valoarea coeficientului de statism $\delta$ pe baza puterii nominale a înfășurării de comandă a MEA se poate determina puterea amplificatorului auxiliar, în cazul reacției negative, cu formula

$$P'_1 = \frac{P_{1n}}{\delta}. \qquad (6.13)$$

Deoarece înfășurările de comandă ale MEA sînt prevăzute pentru o anumită suprasarcină, valoarea $\delta$ nu poate fi adoptată mai mică decît o anumită limită. În particular, înfășurările de comandă ale seriei standard ЭМУ permit o suprasarcină de 5—10 ori; de aceea, cu ajutorul reacției negative se poate realiza o micșorare a abaterilor neliniare ale tensiunii pînă la 10—20% față de abaterile corespunzătoare ale caracteristicilor naturale.

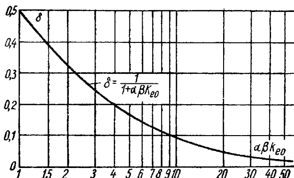



Fig 6-3 Coeficientul de statism al MEA cu reacție negativă rigidă în funcție de parametrii mașinii.

Reacția diferențială nu necesită o putere suplimentară pentru alimentarea circuitului de comandă dacă se obține factorul de amplificare natural (fig. 6.4) și de aceea, este mult mai convenabilă decît schema cu reacție negativă.

Pentru schema MEA cu reacție diferențială (vezi fig. 6.2) factorul de amplificare de tensiune poate fi nu numai păstrat același ca și în cazul conectării normale, ci chiar poate fi mărit în anumite limite. În afară de aceasta, reacția diferențială dă posibilitatea asigurării unei valori constante a factorului de amplificare în zona de saturație a MEA.

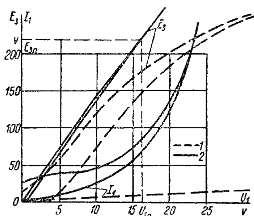



Fig 6-4. Caracteristicile MEA cu reacție diferențială:
*1* — fără reacție; *2* — cu reacție diferențială

Valorile precise ale puterii de comandă a MEA în schema cu reacție diferențială pot fi calculate plecînd de la precizia dorită a liniarizării caracteristicilor MEA și de la zona de stabilizare a factorului de amplificare de tensiune al acesteia.

## 6.2. Alegerea elementelor schemelor mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu amplificatoare magnetice auxiliare

Pentru funcționarea în serie cu MEA cu cîmp transversal de obicei se utilizează amplificatoare magnetice în contratimp cu ieșirea în curent continuu. Din varietatea de scheme ale amplificatoarelor magnetice, în acest scop se folosesc următoarele:

a) amplificatoare magnetice în contratimp cu reacție comună după curentul de sarcină al amplificatorului;

b) amplificatoare magnetice în contratimp cu reacție separată după curentul de sarcină al amplificatorului;

c) scheme în contratimp cu două amplificatoare magnetice cu o alternanță cu reacții externe;

d) scheme în punte cu două amplificatoare magnetice dedublate și cu reacții interne.

Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu reacție comună după curentul de sarcină (fig. 6.5) cuprinde un transformator de alimentare ($T_r$), două amplificatoare magnetice ($AM1$ și $AM2$), două punți redresoare ($PR1$ și $PR2$) și rezistențe în circuitul de sarcină ($R_b$) și în circuitul înfășurării de polarizare ($R_p$).

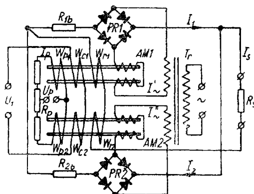


Fig 6-5. Schema amplificatorului magnetic în contratimp, cu reacție comună după curentul de sarcină

Dacă semnalul $U_1$ lipsește la intrarea amplificatorului magnetic, miezurile amplificatoarelor $AM1$ și $AM2$ se magnetizează numai datorită curenților de polarizare $I_p$ egali. Prin înfășurările de curent alternativ în acest caz, trec curenți identici ca valoare $I'_\sim = I''_\sim$. Curenții redresați $I_1$ și $I_2$ în cazul cînd nu avem semnal la intrarea amplificatorului magnetic sînt de asemenea egali între ei și în circuitul sarcinii $R_s$ nu trece curent ($I_s = I_1 - I_2 = 0$).

Dacă la intrarea amplificatorului magnetic se aplică o tensiune oarecare $U_1$, fluxul magnetic creat de aceasta într-unul (de

exemplu în primul) din amplificatoare coincide iar în celălalt (în cel de-al doilea) este orientat în sens opus cîmpului înfășurării de polarizare. În acest caz curenții $I'_{\sim}$ și $I_1$ cresc, iar $I''_{\sim}$ și $I_2$ se micșorează și prin circuitul de sarcină începe să treacă curentul $I_s = I_1 - I_2$. Același curent, trecînd prin înfășurările de reacție $w_{r1}$ și $w_{r2}$ creează un cîmp magnetic, care coincide cu cîmpul înfășurărilor de comandă, fapt care duce la creșterea importantă a factorului de amplificare al amplificatorului magnetic.

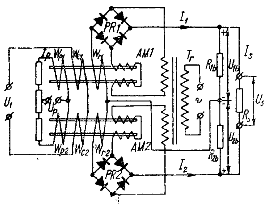



Fig. 6-6. Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu reacție separată după curentul de sarcină.

Pentru stabilizarea curentului în sarcina $R_s$, în serie cu punțile redresoare $PR1$ și $PR2$ se conectează rezistențele de balast $R_{1b}$ și $R_{2b}$. Dacă aceste rezistențe de balast ar lipsi, curenții $I_1$ și $I_2$ s-ar închide prin punțile redresoare corespunzătoare $PR1$ și $PR2$. De aceea, în cazul cînd $R_{1b}=R_{2b}=0$ curentul de sarcină $I_s$ ar fi fost cu mult mai mic decît diferența dintre curenții $I'_{\sim}$ și $I''_{\sim}$ din înfășurările de curent alternativ.

Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu reacție separată după curentul de sarcină (fig. 6.6), conține aceleași elemente ca și schema reprezentată în fig. 6.5, iar principiul ei de funcționare este analog. Deosebirea principală a acestei scheme constă în aceea că în această schemă prin circuitele înfășurărilor de reacție $w_{r1}$ și $w_{r2}$ trece curent și atunci cînd semnalul la intrarea amplificatorului lipsește. Aceasta asigură o valoare mai mare a intensității cîmpului de premagnetizare, datorită reacției și o creștere a puterii la ieșirea amplificatorului magnetic, care este proporțională aproximativ cu puterea întîia a acestei intensități. De aceea puterea maximă la ieșirea amplificatorului magnetic cu reacție separată este de obicei de 100—500 ori mai mare decît puterea la ieșirea amplificatorului magnetic cu reacție comună, pentru aceleași dimensiuni ale miezurilor amplificatoarelor.

În schema reprezentată a amplificatorului magnetic pentru reacția separată se folosește circuitul de ieșire care are înseriate

rezistențele de balast $R_{1b}$ si $R_{2b}$, în paralel cu care se conectează sarcina $R_s$.

Circuitul de ieșire al amplificatorului magnetic reprezentat în fig. 6.6 funcționează în modul următor. Pe rezistențele de balast $R_{1b}$ și $R_{2b}$ amplificatoarele magnetice corespunzătoare cu o alternanță creează căderile de tensiune $U_{1b}$ și $U_{2b}$. Tensiunea la rezistența de sarcină $R_s$ se obține ca diferența dintre tensiunile rezistențelor de balast: $U_s=U_{1b}-U_{2b}$. Dacă lipsesc rezistențele de balast, schema nu poate funcționa deoarece pentru $R_{1b}=0$ și $R_{2b}=0$, indiferent de semnalul de intrare $U_1$, tensiunea la rezistența de sarcină $R_s$ este totdeauna egală cu 0: $U_{1b}=U_{2b}=0$ și $U_s=0$.

Comparînd între ele schemele amplificatoarelor magnetice în contratimp cu reacție comună și separată după curentul de sarcină, observăm că dezavantajul lor comun îl reprezintă randamentul scăzut, determinat de pierderile importante de putere în rezistențele de balast, din care cauză acestea se confecționează numai pentru puteri mici.

Schema amplificatorului magnetic cu reacție comună are o stabilitate mai bună a nulului, fapt datorită căruia acestea se folosesc în special pentru amplificatoarele de tensiune.

Schema amplificatorului magnetic cu reacție separată are o stabilitate mai slabă a nulului și nu poate fi utilizată pentru o amplificare mai importantă a tensiunii, însă datorită puterii mari de ieșire se utilizează în etajele de putere.

Pentru obținerea puterii maxime la ieșirea amplificatoarelor magnetice în contratimp trebuie menținute rapoartele optime dintre valorile rezistențelor de balast și rezistența de sarcină.

În schema cu conectarea în paralel a rezistențelor de balast valorile optime ale acestora se determină din relația

$$R_s=\frac{1}{\sqrt{2}}R_b. \tag{6.14}$$

În mod corespunzător pentru schema cu conectarea în serie a rezistențelor de balast avem:

$$R_s=\sqrt{2}R_b. \tag{6.15}$$

Trebuie menționat că valoarea rezistenței de balast $R_b$ la prima schemă cuprinde și rezistența directă a punții redresoare.

Dacă în calitate de sarcină a amplificatorului magnetic, care funcționează în serie cu MEA, se poate utiliza nu una, ci două

înfășurări de comandă, rezultatele optime se obțin în cazul cînd fiecare dintre înfășurările de comandă se conectează separat la ieșirea fiecărui amplificator magnetic cu alternanță (fig. 6.7).

Schema reprezentată în fig. 6.7 conține aceleași elemente ca și cea anterioară (fig. 6.6) însă se deosebește prin aceea că nu cuprinde rezistențe de balast si fiecare amplificator magnetic alimentează circuitul separat al sarcinii (una din cele două înfășurări de comandă ale MEA) $R_{1s}$ sau $R_{2s}$.

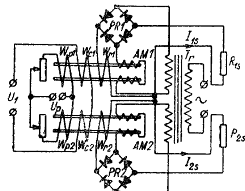



Fig 6-7 Schema amplificatorului magnetic în contratimp cu două amplificatoare magnetice cu reacții externe și sarcină separată

Sarcinile $R_{1s}$ și $R_{2s}$, care reprezintă două înfășurări identice ale MEA, se conectează astfel încît tensiunea magnetomotoare rezultantă a celor două înfășurări să fie proporțională cu diferența dintre curenții de sarcină ai amplificatoarelor magnetice $I_{1s}$ și $I_{2s}$. Ca și în schemele descrise mai sus, semnalul de comandă $U_1$ determină concomitent creșterea curentului la ieșirea unui amplificator și micșorarea curentului la ieșirea celuilalt. O dată cu schimbarea polarității semnalului de comandă se schimbă sensul tensiunii magnetomotoare rezultante din sarcină.

Utilizarea ca sarcină a celor două înfășurări ale MEA cu cîmp transversal dă posibilitatea să se elimine rezistențele de balast si să se mărească randamentul amplificatoarelor magnetice. Amplificatoarele magnetice în contratimp cu sarcină separată permit obținerea unor factori de amplificare de putere de 5—10 ori mai mari decît la amplificatoarele magnetice cu sarcină comună, la un randament mai mare.

Randamentul optim (teoretic pînă la 50%) este asigurat de schema în punte a amplificatorului magnetic cu reacție internă (fig. 6.8). Aceasta conține două amplificatoare magnetice *AM1* și *AM2*, fiecare dintre ele avînd două perechi de înfășurări de lucru de curent alternativ. Pentru alimentarea înfășurărilor de lucru servește transformatorul de rețea $T_r$ cu 5 înfășurări. Înfășurările de lucru ale fiecărui amplificator magnetic formează cîte două brațe opuse ale schemei în punte. Reacția internă din ampli-

ficatoare se realizează prin conectarea înfăşurărilor de lucru la transformatorul de reţea printr-un sistem de redresoare. Într-un astfel de montaj, curentul redresat, trecînd prin înfăşurările de

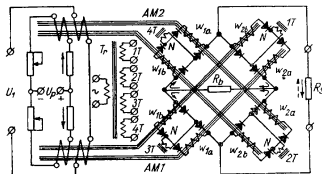



Fig. 6-8. Schema amplificatorului magnetic în punte cu reacţii interne.

lucru ale amplificatoarelor, va magnetiza miezurile acestora, în mod analog ca în cazul utilizării unei reacţii pozitive normale de curent.

Pentru acelaşi volum de cupru pierderile în amplificatoarele magnetice cu reacţie externă pot fi considerate aproximativ de două ori mai mari decît la amplificatoarele cu reacţie internă, adică schemele cu reacţie internă au un randament mai bun.

Înfăşurările de comandă ale fiecărui amplificator magnetic din punte se conectează în serie şi în opoziţie una faţă de alta, astfel încît atunci cînd un miez se magnetizează, celălalt se demagnetizează. Într-o diagonală a punţii se conectează sarcina $R_s$ (înfăşurarea de comandă a MEA) iar în cealaltă diagonală — rezistenţa de balast $R_b$.

Curenţii iniţiali ai amplificatoarelor $AM1$ şi $AM2$ prin modificarea polarizării se aleg identici şi astfel încît valorile lor să corespundă mijlocului porţiunii liniare a caracteristicilor amplificatoarelor. În acest caz, dacă lipseşte semnalul de comandă, curentul din sarcina $R_s$ este egal cu zero, iar curentul care trece prin rezistenţa de balast $R_b$ este egal cu suma curenţilor $I_1'$ şi $I_2'$. Cînd amplificatorul $AM1$ este magnetizat iar amplificatorul $AM2$ demagnetizat, curentul $I_2$ devine mai mic decît curentul $I_1$ şi prin sarcina utilă $R_s$ trece un curent egal cu diferenţa $I_1-I_2=I_s$. Dacă se schimbă polaritatea semnalului de comandă, curentul din sarcina $R_s$ îşi schimbă sensul.

În comparație cu amplificatorul în contratimp cu sarcină separată, amplificatorul magnetic în punte are un factor de amplificare mai mare pentru aceleași dimensiuni ale miezurilor.

Pentru atingerea eficacității maxime a amplificatorului magnetic în punte, relația optimă dintre rezistența de sarcină și rezistențele de balast este :

$$Z_b = Z_s. \tag{6.16}$$

De aceea, cînd amplificatorul magnetic în punte cu rezistență de balast activă debitează pe înfășurarea de comandă a MEA, această înfășurare se șuntează de obicei cu o capacitate și cu o rezistență pentru compensarea inductanței acesteia.

Alegerea setului de înfășurări de comandă ale MEA cu cîmp transversal pentru funcționarea în serie cu un preamplificator magnetic se face plecînd de la condiția de a se asigura transferul maxim de putere de la amplificatorul magnetic.

Pentru obținerea transferului maxim de putere de la amplificatorul magnetic, rezistența de sarcină trebuie să fie egală cu rezistența totală a circuitului înfășurărilor de lucru de curent alternativ, adică

$$R_s = R_{\Sigma\sim}. \tag{6.17}$$

Rezistența circuitului înfășurărilor de lucru de curent alternativ cuprinde rezistența proprie a înfășurărilor de curent alternativ $R\sim$, rezistența înfășurării reacției de curent $R_r$ și rezistența redresorului $R_R$ :

$$R_{\Sigma\sim} = R_\sim + R_r + R_R. \tag{6.18}$$

Deoarece rezistența punții redresoare este determinată de numărul $n$ al elementelor redresoare și de curentul maxim ce trece prin redresor $I_{Rm}$, care la rîndul său este determinat de tensiunea redresată de ieșire $U_n$ a amplificatorului magnetic, și de rezistența de sarcină $R_s$, adică

$$I_{Rm} = \frac{U_n}{R_s + R_\sim + R_r}, \tag{6.19}$$

rezistența de sarcină a amplificatorului magnetic dat, se adoptă din relația

$$R_s = \frac{R_\sim + R_r}{0{,}1 \ldots 0{,}3}. \tag{6.20}$$

Pentru rezistența de sarcină aleasă dacă dăm valoarea maximă a curentului de sarcină $I_{max}$, din catalog se alege tipul de redre-

sor, iar apoi după valoarea maximă a tensiunii redresate se determină numărul de elemente $n$. Pentru funcționarea în schemele cu o alternanță elementele redresoare se aleg după curentul total al redresorului $I_{max}$. Pentru funcționarea în schemele în punte cu redresarea ambelor alternanțe, elementele redresoare se aleg după jumătate din valoarea curentului redresat, adică $\frac{1}{2} I_{max}$.

Pentru redresoarele cu seleniu numărul elementelor în schemele cu o alternanță se determină din relația

$$n = \frac{U_n}{6,5}. \tag{6.21}$$

iar pentru funcționarea în schemele în punte cu redresarea ambelor alternanțe

$$n_p = \frac{U_n}{13}. \tag{6.22}$$

Rezistența punții redresoare se calculează cu formula următoare :

$$R_R = \frac{\Delta U_R \cdot 2n}{I_{max}}, \tag{6.23}$$

unde $\Delta U_R$ este căderea de tensiune pe fiecare element redresor pentru valoarea nominală a curentului redresat. Pentru redresoarele cu seleniu $\Delta U_r = 0,55$ V.

Avînd toate valorile rezistențelor, tensiunea transformatorului de rețea $T_r$ la care se conectează amplificatoarele magnetice se determină cu formula

$$U_{tr} = 1,11 I_{max} (R_{\sim} + R_r + R_R + R_s). \tag{6.24}$$

Trebuie avut în vedere că pentru amplificatoarele magnetice cu schema de legare în paralel a rezistențelor de balast (vezi fig. 6.5), rezistența echivalentă de sarcină pentru fiecare amplificator se calculează cu formula

$$R_{se} = \frac{2R_G R_s + R_b^2}{R_b + R_s}. \tag{6.25}$$

Valoarea curentului echivalent de sarcină pentru fiecare amplificator în acest caz se ia egală cu :

$$I_1 = I_s \frac{R_s + 2R_b}{R_b}, \tag{6.26}$$

Pentru amplificatoarele magnetice cu rezistențe de balast conectate în serie (vezi fig. 6.6) ca rezistență echivalentă de sarcină pentru fiecare element amplificator, se adoptă următoarea valoare:

$$R_{se}=\frac{R_s R_b+R_b^2}{R_s+2R_b}. \qquad (6.27)$$

Valoarea curentului echivalent pentru acest caz se calculează cu formula

$$I_1=I_s\frac{R_s+R_b}{R_b}. \qquad (6.28)$$

## 6.3. Alegerea elementelor schemelor mașinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu amplificatoare electronice auxiliare

Pentru funcționarea în serie cu MEA cu cîmp transversal în prezent au o largă răspîndire amplificatoarele electronice.

Pentru schemele MEA cu două înfășurări de comandă conectate diferențial se utilizează amplificatoare în contratimp obișnuite, executate cu pentode sau cu tetrode de putere.

Pentru schemele MEA cu o înfășurare de comandă se utilizează amplificatoare cu sarcină anodică (cu rezistențe de balast conectate în serie) și cu sarcină catodică (cu rezistențe de balast conectate în paralel).

Amplificatoarele electronice care funcționează cu MEA independent de schema circuitului de ieșire, de regulă, se construiesc în două etaje: primul etaj, ca amplificator de tensiune, iar cel de-al doilea — ca amplificator de putere. Etajul de amplificare de tensiune se realizează, de obicei, după schema în contratimp cu o triodă dublă.

Schema-tip a amplificatorului electronic în contratimp cu două etaje și ieșire diferențială pentru funcționare cu MEA cu cîmp transversal este reprezentată în fig. 6.9.

Primul etaj al amplificatorului este realizat ca amplificator de tensiune cu trioda dublă 6H8C și se alimentează de la tubul redresor 5Ц4C stabilizat cu stabilizatoarele de tensiune СГ-4C. Intrarea primului etaj are două potențiometre pentru însumarea semnalelor de intrare. Alimentarea etajului este simetrică și se aplică la catodul comun al triodei duble și la punctul median al sarcinii anodice.

Pentru acordarea precisă a simetriei celor două jumătăţi de etaj, în circuitul sarcinii anodice se introduce o rezistenţă reglabilă de 6,8 kΩ. Negativarea necesară la grilele celor două jumătăţi ale triodei duble, se aplică de la rezistenta catodică de 680 Ω.

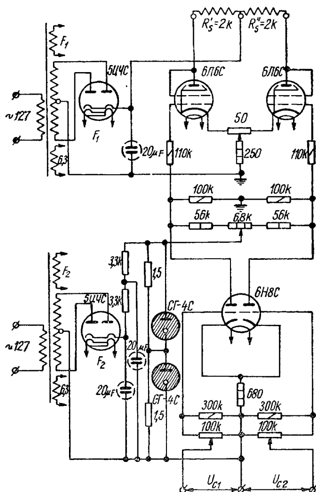



Fig. 6-9. Schema amplificatorului electronic în două etaje cu ieşire diferenţială pentru MEA cu cîmp transversal.

Tensiunea de ieşire a primului etaj se obţine ca diferenţa dintre căderile de tensiune pe rezistenţele anodice datorite curentului jumătăţii drepte şi a jumătăţii stîngi ale triodei duble şi se ia direct de la anozii triodei duble.

În absența semnalului de intrare, curentul de mers în gol al amplificatorului determină o cădere de tensiune identică la ambele rezistențe anodice astfel că tensiunea la ieșirea etajului este egală cu zero. La schimbarea polarității semnalului de intrare, se schimbă valorile curenților din jumătățile corespunzătoare ale triodei duble, fapt care duce la modificarea valorii căderii de tensiune pe rezistențele sarcinii anodice și, în conformitate cu polaritatea semnalului de intrare, se modifică polaritatea tensiunii de ieșire a primului etaj de amplificare.

Primul etaj de amplificare ca etaj de amplificare de tensiune se calculează și se acordează pentru funcționarea în regimul clasă A care prevede reproducerea cu distorsiuni mici a oscilațiilor complete ale semnalului, aplicat la intrarea amplificatorului (vezi fig. 6.10, *a*). Regimul de amplificare clasa A se realizează

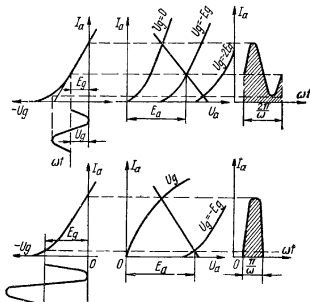



Fig. 6-10. Caracteristicile regimurilor de amplificare ale tuburilor electronice

*a* — clasa de amplificare A; *b* — clasa de amplificare B.

prin alegerea corespunzătoare a punctului de funcționare pe caracteristicile tubului și a valorii rezistenței de sarcină. Deoarece cele două brațe ale amplificatorului în contratimp sînt complet simetrice, calculul amplificatorului se efectuează de obicei pentru un

braț, cu jumătate din sarcină $P_1$. Dacă rezistența interioară $R_i$ a tubului este constantă, transferul maxim de putere de la amplificator se obține în cazul egalității rezistenței $R_a$ de sarcină si $R_i$ a tubului, adică

$$\alpha = \frac{R_a}{R_i} = 1. \qquad (6.29)$$

Datorită neliniarității caracteristicilor tubului, pentru amplificatoarele electronice această condiție nu este optimă.

Pentru amplificarea semnalului aplicat la grila tubului fără distorsiuni importante, valoarea sa trebuie să fie legată de coeficientul sarcinii anodice $\alpha$. În acest caz, maximumul puterii utile se obține pentru $\alpha > 1$, deoarece o dată cu creșterea rezistenței anodice $R_a$, caracteristica dinamică a tubului este mai aplatizată, ceea ce permite să se mărească amplitudinea semnalului la grilă. De aceea, valoarea optimă a coeficientului sarcinii anodice se află de obicei în limitele 3 ... 4, adică

$$R_a = (3 ... 4) R_i. \qquad (6.30)$$

Practic, dacă sînt date puterea $P_{a\,max}$, factorul de amplificare și tubul ales pentru amplificator, pentru tensiunea anodică dată $E_a$ se determină amplitudinea variației tensiunii la grilă și negativarea :

$$U_g = E_g = \frac{0{,}9\,(1+\alpha)}{\mu\,(2+\alpha)} E_a. \qquad (6.31)$$

Apoi, pe rețeaua caracteristicilor anodice ale tubului se trasează linia de sarcină (fig. 6.11), se determină curentul de mers în gol $I_0$ al amplificatorului și se calculează rezistența interioară $R_i$ a tubului cu relația

$$R_i = \frac{y}{I_0}, \qquad (6.32)$$

Cu valoarea cunoscută a curentului de mers în gol se determină rezistența de negativare

$$R_k = \frac{E_g}{I_0}. \qquad (6.33)$$

Mai departe, din relația dintre segmentele $a$ și $b$ de pe diagrama reprezentată în fig. 6.11 se determină coeficientul de neliniaritate

$$\gamma_2 = \frac{1}{2}\,\frac{a-b}{a+b} \leqslant (0{,}03 ... 0{,}05). \qquad (6.34)$$

În sfîrşit, se verifică capacitatea tubului de a ceda puterea necesară în circuitul anodic după valoarea rezistenţei interioare a tubului :

$$R_i \leqslant \frac{E_a^2}{20P_1}, \quad (6.35)$$

unde

$$P_1 = I_{am}^2 R_a. \quad (6.36)$$

Dacă rezistenţa interioară a tubului nu satisface inegalitatea arătată, trebuie mărit coeficientul $\alpha$ şi se repetă calculul. Pentru o valoare mai mare a coeficientului $\alpha$, punctul de funcţionare pe caracteristicile anodice ale tubului coboară, ceea ce micşorează curentul de mers în gol $I_0$ şi o dată cu aceasta şi încălzirea anodului.

Al doilea etaj de amplificare (vezi fig. 6.9) joacă rol de amplificator de putere şi cuprinde două pentode 6П6С (poate fi realizat şi din două tetrode cu fascicul dirijat 6П3 sau din alte tuburi de putere) şi se alimentează de la al doilea redresor. La intrarea celui de-al doilea etaj se aplică tensiunea şi la ieşirea primului etaj, care prin divizorul de tensiune de grilă format din două rezistenţe de cîte 100 kΩ şi prin rezistenţele care limitează curenţii de grilă, se aplică la grilele de comandă ale pentodelor 6П6С. Negativarea constantă a grilelor de comandă ale pentodelor este dată de rezistenţa catodică de 250 Ω. Sarcina anodică a celui de-al doilea etaj o formează două înfăşurări de comandă, de rezistenţă mare ale MEA, conectate diferenţial. Alimentarea celui de-al doilea etaj, ca şi a primului, este simetrică şi se aplică între punctul mediu al sarcinii anodice şi punctul mediu al circuitului catozilor uniţi ai celor două pentode. Pentru acordarea precisă a simetriei de funcţionare a celui de-al doilea etaj al amplificatorului, alimentarea în circuitul catodic se aplică printr-un potenţiometru cu rezistenţa de 50 Ω.

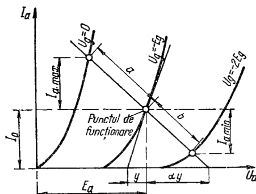



Fig. 6-11. Construcţia caracteristicii dinamice pentru calculul etajului de amplificare de tensiune în clasa A.

Tensiunea de ieșire la etajul de amplificare de putere se obține ca diferența dintre căderile de tensiune de pe cele două înfășurări de comandă ale MEA, care formează sarcina anodică. Curentul echivalent de comandă al MEA pentru o astfel de conectare, reprezintă diferența curenților anodici al primei și al celei de a doua pentode ale celui de-al doilea etaj al amplificatorului electronic. Cel de-al doilea etaj al amplificatorului electronic, ca etaj de amplificare de putere, de obicei se calculează și se acordează pentru funcționarea în regimul de amplificare în clasa $AB_1$.

Regimul de amplificare în clasa B prevede utilizarea fiecărei jumătăți de amplificator pentru amplificarea unipolară a semnalului de intrare (vezi fig. 6.10, *b*), în urma căreia pentru aceeași putere utilă, cedată sarcinii, în regimul de amplificare în clasa B scad pierderile de putere în tub și devine posibilă obținerea unei puteri mari de ieșire.

Natural că regimul de funcționare al amplificatorului în clasă B, este însoțit de distorsiuni suplimentare ale semnalului amplificat, însă acestea nu sînt importante, deoarece factorul de amplificare al etajelor de putere este, de obicei, foarte mic. Regimul de amplificare în clasa B, la fel ca și în clasa A, se realizează prin alegerea corespunzătoare a punctelor de funcționare pe caracteristicile pentodelor și printr-o alegere corectă a valorilor rezistenței de sarcină.

Calculul etajului de amplificare de putere, la fel ca și calculul etajului de amplificare de tensiune, din cauza simetriei brațelor amplificatorului se efectuează pentru un braț reprezentînd o jumătate a sarcinii $R_{s1}$. Deoarece proprietățile amplificatoarelor de putere care funcționează cu pentode sau tetrode cu fascicul dirijat se deosebesc puțin între ele, acestea se calculează prin aceeași metodă.

Regimul ideal de amplificare în clasa B poate fi realizat numai cu triode. În acest caz, unul din dezavantajele esențiale ale regimului B îl reprezintă necesitatea aplicării unei tensiuni negative continue la grilele tuburilor de la o sursă specială de alimentare, deoarece curentul de repaus al amplificatorului este foarte mic, fapt care exclude posibilitatea utilizării autonegativării.

La amplificatoarele de putere cu pentode sau cu tetrode cu fascicul dirijat datorită porțiunii curbilinii mari a caracteristicii anodice nu se reușește să se realizeze un regim de amplificare în clasa B „pur". De obicei, astfel de amplificatoare funcționează în regimul $AB_1$, adică în regimul intermediar de amplificare între

clasele A și B, apropiindu-se mai mult de clasa B, însă cu curentul de mers în gol mult deosebit de zero.

Tipul pentodei sau al tetrodei cu fascicul dirijat pentru etajul de amplificare de putere se alege după puterea maximă a pierderilor la anodul tubului $P_{a\,max}$, care trebuie să satisfacă următoarea relație:

$$P_{a\,max} \geqslant \frac{P_s}{2} = P_{s1}. \qquad (6.37)$$

Pentru regimul de amplificare $AB_1$ curentul de mers în gol se ia egal de 20...30% din valoarea maximă a curentului anodic $I_{aM}$.

Rezistența de sarcină a pentodei sau a tetrodei cu fascicul dirijat la amplificatorul de putere în contratimp se determină plecînd de la condiția de obținere de la tub a puterii utile maxime. Această condiție se satisface prin alegerea pantei liniei de sarcină pe caracteristica tubului astfel încît produsul $U_a I_{aM}$ să fie maxim. Pe graficul caracteristicilor pentodei (sau tetrodei) se

Fig 6-12. Construcția caracteristicilor dinamice pentru calculul etajului de amplificare de putere în clasa $AB_1$.

determină, în primul rînd, punctul superior $a$ al liniei de sarcină corespunzător valorii maxime a curentului anodic $I_{aM}$ pentru tensiunea de grilă $U_g=0$ (fig. 6.12).

Mai departe după curentul maxim $I_{aM}$ se calculează tensiunea anodică de alimentare

$$E_a = \frac{5P_{s1}}{I_{aM}}. \qquad (6.38)$$

Valoarea tensiunii anodice obținută trebuie să fie mai mică decît cea admisă pentru tipul dat de tub al amplificatorului :

$$E_a \leqslant E_{a\,adm}. \qquad (6.39)$$

Tensiunea de negativare se determină, pentru tensiune anodică dată, prin segmentul limitat de tangenta la partea aplatizată mijlocie a caracteristicii de grilă (vezi fig. 6.12). După aceeași caracteristică se determină și curentul de mers în gol $I_0$ corespunzător tensiunii de negativare a grilei. Transportînd punctul de funcționare în gol pe caracteristica pentodei, pentru negativarea dată în punctul *b*, se trasează pe familia caracteristicilor anodice linia de sarcină. Puterea utilă, cedată de tub, în acest caz va fi :

$$P_1 = U_a I_{aM} \qquad (6.40)$$

corespunzător căreia rezistența de sarcină este

$$R_{s1} = \frac{U_a}{I_{aM}}. \qquad (6.41)$$

Rezistența de negativare este

$$R_k = \frac{E_g}{I_0}. \qquad (6.42)$$

După alegerea elementelor etajului de amplificare de putere se verifică de obicei puterea pierderilor la anozii tuburilor acestuia.

În regimul semnalului maxim

$$U_g = E_g \qquad (6.43)$$

$$P_{a\,max} = E_a I_{aM} - P_1 < P_a. \qquad (6.44)$$

Dacă această inegalitate este satisfăcută, amplificatorul va funcționa normal.

Pentodele sau tetrodele cu fascicul dirijat existente dau posibilitate să se obțină la ieșirea amplificatorului electronic cu două tuburi, o putere pînă la 20—40 W, în timp ce puterea de excitație a MEA standardizate cu cîmp transversal, nu depășește 0,5—1,0 W. Prin urmare, chiar fără conectarea în paralel a tuburilor în etajul de ieșire a amplificatoarelor electronice se pot realiza toate schemele de conectare ale MEA pentru funcționare ca simplu amplificator de putere.

Spre deosebire de amplificatoarele magnetice, însumarea semnalelor la amplificatorul electronic este legată de obicei de realizarea unui contact galvanic între circuitele a căror semnale se însumează. Dacă în amplificatorul electronic este necesar să se

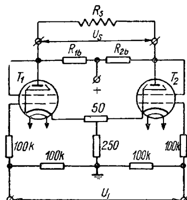



Fig. 6-13. Schema etajului de putere al amplificatorului electronic cu ieșire pe anod, pentru MEA cu cîmp transversal.

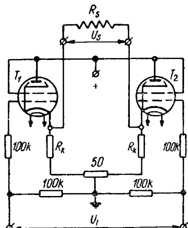



Fig. 6-14 Schema etajului de putere al amplificatorului electronic cu ieșirea pe catod, pentru MEA cu cîmp transversal.

însumeze semnale mult diferite ca valoare, se obișnuiește adesea aplicarea semnalului mare în circuitele de cuplaj ale celor două etaje. În acest caz, acesta se aplică direct la rezistența de grilă a etajului de ieșire al amplificatorului electronic. Dacă MEA cu cîmp transversal se conectează în schema cu reacție diferențială, ca sarcină a amplificatorului electronic poate fi utilizată numai o singură înfășurare de comandă a MEA. În acest caz, se modifică circuitul de ieșire al etajului de amplificare de putere al amplificatorului electronic.

Pentru funcționarea cu o sarcină de mare rezistență se utilizează de obicei schema etajului de putere cu sarcină anodică (vezi fig. 6.13), iar pentru funcționarea cu o rezistență de sarcină relativ mică — schema cu sarcină catodică (vezi fig. 6.14).

Curenții anodici ai tuburilor $T_1$ și $T_2$ (vezi fig. 6.13) trecînd prin rezistențele de balast $R_{1b}$ și $R_{2b}$ determină pe acestea căderi de tensiune corespunzătoare. Diferența dintre acestea reprezintă tensiunea de ieșire a etajului de putere, la care se conectează

sarcina $R_s$. Puterea maximă la sarcină se obține în cazul următoarei relații dintre rezistențe:

$$R_s = \frac{1}{\sqrt{2}} R_b. \quad (6.45)$$

În cazul sarcinii anodice a etajului de putere, ca rezistență de sarcină de calcul se adoptă

$$R_{1se} = \frac{R_s R_b + R_b^2}{R_s + 2R_b}. \quad (6.46)$$

Curentul în rezistența de sarcină $R_s$ este legat în acest caz de curentul tuburilor etajului de amplificare de putere prin următoarea relație:

$$I_s = I_{1a} \frac{R_b}{R_s + R_b}. \quad (6.47)$$

Curentul maxim în sarcina $R_s$ va fi evident egal cu

$$I_{sM} = I_{aM} \frac{R_b}{R_s + R_b}. \quad (6.48)$$

Schema etajului de ieșire al amplificatorului electronic cu ieșire pe catod este reprezentată în fig. 6.14. În această schemă circuitele catozilor sînt separate și în fiecare din acestea este conectată rezistența catodică proprie $R_{1c}$; $R_{2c}$. Rezistența de sarcină $R_s$ se conectează în paralel cu circuitul rezistențelor catodice. Dacă apare o diferență între curenții care trec prin rezistențele catodice, o parte din curent se ramifică în rezistența de sarcină $R_s$. Deoarece rezistențele catodice se aleg plecînd de la condiția obținerii negativării automate necesare la grilele tuburilor $T_1$ și $T_2$ și au de obicei o valoare mică, rezistența de sarcină $R_s$ în acest caz trebuie de asemenea să fie de valoare relativ mică.

Puterea maximă din sarcina $R_s$ în cazul ieșirii pe catod a etajului de amplificare de putere se obține atunci cînd avem următoarea relație între rezistențe:

$$R_s = \sqrt{2} R_K. \quad (6.49)$$

La calculul etajului de amplificare de putere cu ieșire pe catod se operează cu rezistența echivalentă care se determină cu ajutorul relației

$$R_{Ke} = \frac{R_K^2 + R_K R_s}{2R_K + R_s}. \quad (6.50)$$

Curentul de sarcină din amplificatorul cu sarcina în catod se determină din ecuația

$$I_s = I_{1a} \frac{R_K}{2R_K + R_s}. \qquad (6.51)$$

Trebuie menționat că atît în cazul ieșirii pe anod cît și în cazul ieșirii pe catod o parte din putere se pierde în rezistențele de balast și puterea de ieșire a amplificatorului electronic scade cel puțin de patru ori; la amplificatoarele cu ieșire pe catod, micșorarea puterii utile este întotdeauna mai mare decît la amplificatoarele cu ieșire pe anod. În afară de aceasta, la amplificatoarele cu ieșire pe anod, datorită separării catozilor tuburilor apare adesea o dezechilibrare nedorită a schemei datorită alunecării catodice a nulului. De aceea, amplificatoarele cu ieșire pe catod se utilizează numai în cazurile cînd celelalte scheme de ieșire nu corespund ca valoare a rezistenței de sarcină, de exemplu, cînd amplificatorul electronic trebuie conectat la o înfășurare de rezistență mică, ca înfășurarea de comandă a MEA cu cîmp transversal.

## 6.4. Procesele tranzitorii în mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal funcționînd în serie cu un amplificator magnetic

Amplificatoarele auxiliare pentru legarea în serie cu MEA cu cîmp transversal, realizate sub formă de elemente magnetice sau cu tuburi electronice, au reacții ale curentului de sarcină. De aceea, în cazul general, schema funcțională a amplificatoarelor auxiliare poate fi reprezentată sub forma înserierii elementelor amplificatorului și sarcinii, cuprinse de o reacție rigidă (fig. 6.15).

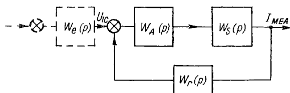


Fig. 6-15. Schema funcțională generală a amplificatoarelor auxiliare ce funcționează în serie cu MEA cu cîmp transversal

Examinînd mai întîi amplificatoarele auxiliare cu elemente magnetice, observăm că acestea folosesc de obicei, atît reacții pozitive externe, cît și interne. Procesele tranzitorii din amplifica-

toarele magnetice sînt determinate pe de o parte, de procesele din circuitul înfășurărilor de curent alternativ, iar pe de altă parte de procesele din înfășurările de comandă.

Procesele tranzitorii din circuitul înfășurărilor de curent alternativ sînt însoțite de modificarea inductanțelor acestora. De obicei se presupune că variația inductanței înfășurărilor de curent alternativ ale amplificatoarelor magnetice se produce după următoarea lege :

$$L = L_0 + \Delta L(1 - e^{-kt}), \tag{6.52}$$

unde $1/k$ este o constantă a cărei valoare este determinată de rapiditatea variației inductanței.

Regimul tranzitoriu din circuitul înfășurărilor de curent alternativ ale amplificatorului magnetic se determină cu ecuația

$$pi_{\sim} + \left[\frac{R_s + \Delta L k e^{-kt}}{L_1 + \Delta L(1 - e^{-kt})}\right] i_{\sim} = \frac{U_m \sin(\omega t + \alpha)}{L_1 + \Delta L(1 - e^{-kt})}, \tag{6.53}$$

de unde

$$i_{\sim} = \frac{U_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi_2)}{z_2} \cdot \frac{L_2}{L_1 + \Delta L(1 - e^{-kt})} - \\ - \frac{U_m e^{-\frac{1}{T_2}} \sin(\alpha - \varphi_1 - \varphi_2) \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{\omega [L_1 + \Delta L(1 - e^{-kt})]}, \tag{6.54}$$

unde

$$Z_2 = \sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}; \quad T_1 = \frac{L_0 + L_s}{R_s}; \quad \varphi_1 = \mathrm{arctg}\, \omega T_1; \\ T_2 = \frac{L_2}{R_s}; \quad \varphi_2 = \mathrm{arctg}\, \omega T_2; \tag{6.55}$$

$$L_1 = L_0 + L_s; \\ L_2 = L_0 + L_s + \Delta L. \tag{6.56}$$

Analizînd mai departe procesul tranzitoriu după terminarea variației inductanței, adică după intervalul de timp $t = (3-5)1/k$, obținem expresia simplificată a curentului alternativ din circuitul amplificatorului magnetic :

$$i_2 = i_{2c} - \frac{U_e e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\alpha - \varphi_1 - \varphi_2) \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{\omega L_2} = i_{2c} + i_{cl}. \tag{6.57}$$

Examinînd apoi procesele în cazul variațiilor rapide ale inductanței, cînd $k$ tinde către infinit, găsim că procesul tranzitoriu determinat de componenta liberă a curentului, se caracterizează prin ecuația

$$i_{cl}=[i_1(0)-i_2(0)]\, e^{-\frac{t}{T_2}}. \qquad (6.58)$$

Raportul dintre componenta liberă și amplitudinea curentului staționar, pentru cazul $\alpha=\varphi_1-\varphi_2+\frac{\pi}{2}$ se obține sub forma

$$\frac{i_{cl}}{I_{2M}}=\frac{\left(1-\frac{T_1}{T_2}\right) e^{-\frac{t}{T_2}}}{\sqrt{1+\omega^2 T_1^2}}. \qquad (6.59)$$

Acest din urmă raport arată că odată cu creșterea frecvenței sursei de alimentare scade valoarea relativă a componentei libere a curentului și durata procesului tranzitoriu.

O dată cu creșterea constantei de timp a sarcinii, raportul $i_{cl}/I_{2M}$ scade, iar pentru $T_s \gg (1-2)\frac{1}{\omega}$ procesul tranzitoriu din circuitul de curent alternativ al amplificatorului magnetic devine neglijabil. În cazul sarcinii active, cînd $T_s \approx 0$, raportul $i_{cl}/I_{2M}$ atinge valoarea maximă, însă procesul tranzitoriu practic se atenuează deja după o jumătate de perioadă a curentului alternativ ($t=T/2=1/2\omega$), deoarece scade foarte mult $T_2 \approx 1/\omega$.

Astfel, atît în cazul sarcinii inductive cît și în cazul sarcinii active procesele tranzitorii din circuitul de curent alternativ al amplificatorului magnetic pot fi neglijate, deoarece acestea fie că se atenuează rapid (în cazul sarcinii active), fie că valoarea componentei libere a curentului ce determină aceste procese, este foarte mică (în cazul sarcinii inductive).

Necesitatea luării în considerare a procesului tranzitoriu din circuitul de curent alternativ al amplificatorului magnetic apare numai în acele cazuri cînd procesele tranzitorii din circuitul de comandă sînt neglijabile.

Procesele tranzitorii din circuitul înfășurărilor de comandă ale amplificatorului magnetic, sînt determinate de variația componentei constante a fluxului magnetic din miezurile amplificatorului în funcție de intensitatea cîmpului semnalului de comandă. Pre-

supunînd liniară dependența dintre componenta constantă a cîmpului magnetic și intensitatea cîmpului magnetic de comandă, se poate deduce următoarea ecuație pentru circuitul de comandă al amplificatorului magnetic:

$$w_c \cdot 10^{-8} \frac{d\left(\sum_{1}^{N} \Phi_X\right)}{dt} + (R_c + R_a) I_c = E_c, \qquad (6.60)$$

unde $\Phi_X$ este valoarea curentă a componentei constante a fluxului magnentic într-unul din cele $N$ miezuri ale amplificatorului magnetic;

$w_c$ — numărul de spire al înfășurării de comandă care cuprinde toate cele $N$ miezuri.

Deoarece fluxul magnetic variabil poate fi reprezentat sub forma sumei dintre valoarea inițială a fluxului $\Phi_{0X}$ și creșterii acesteia $\Delta\Phi_{0X}$

$$\Phi_X = \Phi_{0X} + \Delta\varphi_{0X}, \qquad (6.61)$$

ecuația circuitului de comandă al amplificatorului magnetic poate fi scrisă sub forma următoare

$$w_c \cdot 10^{-8} \frac{d\left(\sum_{1}^{N} \Delta\Phi_{0X}\right)}{dt} + (R_c + R_a) I_c = E_c. \qquad (6.62)$$

Dacă pe miezurile amplificatoarelor magnetice nu există spire în scurtcircuit sau alte înfășurări care se opun variațiilor componentei constante a fluxului magnetic, pentru determinarea creșterii fluxului magnetic cînd variază semnalul de comandă pot fi utilizate caracteristicile magnetice statice, adică

$$\sum_{1}^{N} \Delta\Phi_{0X} = NS\mu_c \Delta H_c, \qquad (6.63)$$

unde $\mu_c$ este permeabilitatea magnetică a miezurilor pentru cîmpul magnetic al semnalului de amplificat:

$$\mu_c = \frac{dB_0}{dH_c}.$$

Inlocuind în ecuaţia (6.62) valoarea obţinută rezultă:

$$T_1 p i_c + i_c = \frac{E_c}{R_c+R_a}, \tag{6.64}$$

unde

$$T_1 = \frac{T_c}{1+\frac{R_a}{R_c}}; \quad T_c = \frac{L_c}{R_c} = \frac{0{,}4\pi w_c^2 NS\mu_c}{10^8 l R_c}.$$

Se menţionează că dacă limitele de variaţie a intensităţii cîmpului semnalului de comandă se află în limitele domeniului liniar al funcţiei $B_0 = f(H_c)$, circuitul de comandă şi întregul amplificator magnetic este caracterizat univoc prin constanta de timp $T_1$.

Introducînd mai departe noţiunea de factor de amplificare de curent, ca raportul dintre creşterea curentului de sarcină al amplificatorului magnetic care funcţionează sub sarcină activă, şi creşterea curentului de comandă:

$$k_I = \frac{\Delta I_s}{\Delta I_c}$$

se obţine ecuaţia amplificatorului magnetic:

$$T_1 p \Delta I_s + \Delta I_s = \frac{k_I E_c}{R_c+R_a}. \tag{6.65}$$

Adoptînd pentru amplificatoarele cu o alternanţă

$$\Delta I_s = I_s - I_{mg} \tag{6.66}$$

şi pentru amplificatoarele în contratimp

$$\Delta I_s = I_s, \tag{6.67}$$

se obţine ecuaţia amplificatorului magnetic sub altă formă:

$$T_1 p I_s + I_s = \frac{k_I E_c}{R_c+R_a} + I_{mg}. \tag{6.68}$$

Prezenţa reacţiei pozitive în amplificatorul magnetic modifică tensiunea magnetomotoare a circuitului de comandă datorită apariţiei componentei suplimentare a înfăşurării de reacţie:

$$\sum_1^N \Delta\Phi_{0X} = NS\mu_c (H_c + \Delta H_r). \tag{6.69}$$

Presupunînd ca şi mai sus, că caracteristicile amplificatorului magnetic sînt liniare, obţinem ecuaţia variaţiei intensităţii cîmpului creată de reacţie :

$$\Delta H_r = \frac{0{,}4\pi w_r \Delta I_r}{l} = \frac{0{,}4\pi w_r \alpha k_I I_c}{l} \tag{6.70}$$

sau

$$\Delta H_r = \alpha k_I \frac{w_r}{w_c} H_c .$$

Factorul de amplificare de curent $k_I$ la amplificatorul magnetic cu reacţie pozitivă se determină cu relaţia

$$\Delta I_s = k_F (I_c w_c + \Delta I_r w_r) = k_F (I_c w_c + \alpha \Delta I_s w_r)$$

sau

$$\Delta I_s = \frac{k_F w_c}{1-\alpha k_F w_r} I_c = k_I' I_c ,$$

adică

$$k_I' = \frac{k_F w_c}{1-\alpha k_F w_r} = \frac{k_I}{1-\alpha k_I \dfrac{w_r}{w_c}} ,$$

de unde

$$\Delta H_r = \frac{\alpha k_F w_r}{1-\alpha k_F w_r} H_c . \tag{6.71}$$

În concluzie ecuaţia amplificatorului magnetic cu sarcină activă, avînd în vedere acţiunea reacţiei pozitive a curentului de sarcină, se obţine sub următoarea formă :

$$\frac{0{,}4\pi N S \mu_c w_c^2}{10^8 l (1-\alpha k_F w_r)} p \Delta I_s + (R_c + R_a) \Delta I_s = k_I' E_c , \tag{6.72}$$

sau

$$T' p \Delta I_s + \Delta I_s = \frac{k_I' E_c}{R_c + R_a} , \tag{6.73}$$

unde

$$T' = \frac{T_c}{\left(1+\dfrac{R_a}{R_c}\right)(1-\alpha k_F w_r)} = \frac{T_c}{\left(1+\dfrac{R_a}{R_c}\right)\left(1-\alpha k_I \dfrac{w_r}{w_c}\right)} . \tag{6.74}$$

Astfel, prezenţa reacţiei pozitive de curent nu modifică forma ecuaţiei amplificatorului magnetic, însă măreşte factorul de amplificare de curent, şi constanta de timp a circuitului de comandă.

Coeficientul de reacție $\alpha$ pentru diferite scheme de amplificare magnetice are valori diferite. Astfel, la amplificatoarele cu o alternanță cu reacție externă $\alpha = 1$, dacă înfășurarea acestei reacții nu este șuntată cu o rezistență. La amplificatoarele magnetice cu redresarea ambelor alternanțe cu reacție internă $\alpha = 1/2$ și $w_r = w_\sim$. La amplificatoarele magnetice în contratimp cu reacție externă separată $\alpha = 1/2$, iar la reacție internă, $\alpha = 1/4$.

Dacă în amplificatorul magnetic există cîteva înfășurări de comandă, datorită faptului că factorul de cuplaj dintre acestea este aproximativ egal cu 1, procesul tranzitoriu va fi determinat de ecuația (6.73) avînd însă constanta de timp rezultantă egală cu:

$$T_{AM} = \frac{T_c}{\left(1 - \alpha k_I \frac{w_{c1}}{w_r}\right)} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_{c1}}} + \frac{w_x^2 R_{c1}}{w_{c1}^2 R_x} + \ldots + \frac{w_d^2 R_{c1}}{w_{c1}^2 R_d} \right). \quad (6.75)$$

Dacă amplificatorul magnetic funcționează printr-un redresor pe o sarcină inductivă, caracterul proceselor sale tranzitorii este mai complicat decît a celor descrise mai sus.

Conectarea sarcinii inductive printr-un redresor la amplificatorul magnetic determină o rămînere în urmă suplimentară a curentului de sarcină față de tensiunea semnalului la intrare. Această întîrziere capătă o importanță deosebită în acele cazuri cînd constanta de timp $T_s$ este comparabilă sau depășește constanta de timp $T_c$.

O particularitate caracteristică a funcționării amplificatoarelor magnetice printr-un redresor pe o sarcină inductivă constă în aceea că cu o constantă foarte mică de timp a circuitului de comandă ($T_{AM} < 1/2\omega$) procesul tranzitoriu la conectarea sarcinii se desfășoară mult mai repede decît în cazul conectării la o sursă de curent continuu.

Una din cauzele micșorării duratei procesului tranzitoriu la conectarea sarcinii inductive la amplificatorul magnetic cu ieșire în curent continuu este micșorarea lui $T_s$ datorită rezistenței punții redresoare și a înfășurărilor de curent alternativ conectate în serie cu sarcina. O altă cauză mai importantă a micșorării duratei procesului tranzitoriu o reprezintă creșterea tensiunii pe sarcina amplificatorului magnetic datorită creșterii impedanței acesteia atunci cînd semnalul de comandă variază rapid.

„Forțarea“ tensiunii pe sarcină scade o dată cu creșterea randamentului amplificatorului $\left(\eta=\frac{R_s}{R_s+R_p+R_\sim}\right)$ și cu micșorarea raportului dintre impedanța sarcinii și reactanța înfășurărilor de curent alternativ. Presupunînd că tensiunea la bornele sarcinii inductive a amplificatorului magnetic practic nu rămîne în urmă față de curentul de comandă, și neglijînd „forțarea“ tensiunii observată la începutul procesului tranzitoriu se consideră că pentru porțiunea liniară a caracteristicii de sarcină a amplificatorului magnetic, este valabilă următoarea relație:

$$\Delta U_s=U_s-U_{mg}=ci_c=k_I i_c R_s .$$

În acest caz ecuația amplificatorului magnetic are forma:

$$T_c pU_s+U_s=\frac{k_I R_s E_c}{R_c+R_a}+R_s I_{mg}=k_U E_c+U_{mg}, \qquad (6.76)$$

unde factorul de amplificare de tensiune este

$$k_U=k_I\left(\frac{R_s}{R_c+R_a}\right). \qquad (6.77)$$

Pentru curentul de ieșire al amplificatorului magnetic cu sarcină inductivă este valabilă ecuația

$$T_s pI_s+I_s=\frac{U_s}{R_s}. \qquad (6.78)$$

După înlocuirea valorii lui $U_s$ din (6.76) în (6.78) se obține:

$$T_c T_s p^2 I_s+(T_c+T_s)pI_s+I_s=\frac{k_I}{R_c+R_a}E_c+I_{s\,mg}. \qquad (6.79)$$

Avînd în vedere reacția pozitivă, ecuația amplificatorului magnetic care funcționează printr-un redresor pe o sarcină inductivă va fi:

$$\frac{T_c T_s}{\left(1-\alpha k_I\frac{w_r}{w_c}\right)}p^2 I_s+\frac{T_c+T_s}{\left(1-\alpha k_I\frac{w_r}{w_c}\right)}pI_s+I_s=\frac{k_I\frac{E_c}{R_{cc}}}{\left(1-\alpha k_I\frac{w_r}{w_c}\right)}+I_{mg}. \qquad (6.80)$$

Astfel, funcția de transfer a amplificatorului magnetic care funcționează pe o sarcină inductivă printr-un redresor, se determină după schema funcțională, reprezentată în fig. 6.15, cu următoarele expresii ale funcțiilor de transfer ale diferitelor elemente:

$$W_{AM}(p)=\frac{k_I R_s/R_{cc}}{T_{AM}p+1};\qquad (6.81)$$

$$W_s(p)=\frac{1/R_s}{T_s p+1};\qquad (6.82)$$

$$W_r(p)=\alpha\frac{w_r}{w_c}.\qquad (6.83)$$

Funcția de transfer a amplificatorului în contratimp cu sarcină inductivă în curent continuu se obține sub forma:

$$W_{AML}(p)=\frac{k_I/R_{cc}}{T_{AM}T_s p^2+(T_{AM}+T_s)p+1\left(1-\alpha\frac{w_r}{w_c}k_I\right)}.\qquad (6.84)$$

Considerațiunile arătate mai sus permit reprezentarea schemei funcționale a MEA cu cîmp transversal cu amplificator magnetic auxiliar ca în fig. 6.16, *a*.

Efectuînd transformările funcționale și neglijînd în elementul echivalent al primului etaj al MEA valoarea lui $T_{AM}$ față de valoarea lui $T_{1\Sigma}$, funcția de transfer a MEA cu cîmp transversal care funcționează în serie cu un amplificator magnetic, va avea următoarea formă:

$$W_{Meo}(p)=\frac{E_{30}(p)}{U_{c1}(p)}=\frac{\dfrac{k_I c_{e1} c_{e2}}{R_{c1} r_2(1+\alpha_2)\left(1-\alpha k_I\dfrac{w_r}{w_{c1}}\right)}}{(T_{AM}p+1)\left[\dfrac{T_1' T_2}{(1+\alpha_2)}p^2+\dfrac{(T_1'+T_2)}{1+\alpha_2}p+1\right]},\qquad (6.85)$$

unde

$$T_1'=\frac{T_{1\Sigma}}{1-\alpha k_I\dfrac{w_r}{w_{c1}}}.$$

Expresia (6.85) arată că MEA cu cîmp transversal cu amplificator magnetic auxiliar poate fi reprezentată, cu o precizie suficientă, sub forma unui element aperiodic, care caracterizează

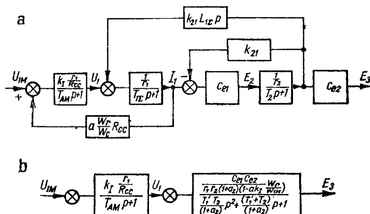



Fig. 6-16. Schema funcţională *a* şi cea transformată *b* pentru MEA cu cîmp transversal ce funcţionează în serie cu un amplificator magnetic în contratimp.

circuitul înfăşurării de comandă al amplificatorului magnetic, înseriat cu elementul transformat al maşinii electrice amplificatoare (fig. 6.16, *b*) :

$$W_{Meo}(p) = W_{AM}(p)\, W_{eo}(p) =$$

$$= \frac{k_I \dfrac{r_1}{R_{c1}}}{(T_{AM}p+1)} \; \frac{\dfrac{c_{e1}\,c_{e2}}{r_1 r_2(1+\alpha_2)\left(1-\alpha k_I \dfrac{w_r}{w_{c1}}\right)}}{\dfrac{T_1' T_2}{(1+\alpha_2)}p^2 + \dfrac{(T_1'+T_2)}{(1+\alpha_2)}p + 1}. \tag{6.86}$$

## 6.5. Procesele tranzitorii din maşinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal funcţionînd în serie cu un amplificator electronic

Amplificatoarele electronice pentru funcţionarea în serie cu MEA cu cîmp transversal se execută după schema în contratimp cu negativare automată.

La amplificatoarele electronice există reacţii parazite: prin capacitatea anod-grilă, prin rezistenţa circuitului grilei-ecran a

pentodei sau a tetrodei cu fascicol dirijat și prin circuitul de negativare automată de la circuitul anodic.

Capacitatea $C_{ag}$ dintre electrozii anod-grilă ai tubului formează circuitul reacției în derivație, care modificînd impedanța de intrare a amplificatorului, influențează asupra amplificării și asupra caracteristicii de frecvență a etajului anterior al acestuia. Trebuie remarcat că pentru amplificatoarele de curent continuu care funcționează în sistemele de automatizare cu mașini electrice, caracterizate prin semnale de comandă de joasă frecvență, această reacție nu are o importanță practică și de obicei se neglijează.

Acțiunea reacției parazite prin circuitul grilei-ecran a pentodei sau tetrodei este analogă cu acțiunea reacției curentului anodic asupra circuitului de grilă. Dacă impedanța porțiunii grilei-ecran-catod este mare, datorită variațiilor curentului grilei-ecran, pe aceasta se creează o tensiune alternativă importantă, care opunîndu-se tensiunii de la grila de comandă, micșorează amplitudinea curentului din circuitul anodic. Pentru micșorarea contraacțiunii grilei-ecran, între acesta și catod se conectează un condensator. La amplificarea unor semnale de curent continuu cu variație lentă în sistemul amplificator electronic-MEA cu cîmp transversal, această reacție parazită cît și reacția datorită prezenței capacității dintre electrozii anod-grilă, se neglijează de obicei.

Cea mai mare influență asupra caracteristicii amplificatorului electronic o exercită reacția circuitului negativării automate asupra grilei de comandă a tubului, datorită curentului anodic. Acest circuit produce o reacție negativă a curentului anodic. Dacă există inductanțe în circuitele anodului și grilei de comandă, reacția circuitului negativării automate poate determina apariția unei oscilații parazite. Pentru evitarea oscilațiilor parazite, se conectează o rezistență de cîteva sute de kiloohmi între grila și catodul tubului.

Reacția negativă a circuitului negativării automate micșorează factorul de amplificare al amplificatorului și modifică caracteristicile de frecvență ale acestuia.

Pentru etajul de ieșire al amplificatorului electronic funcționînd pe sarcină inductivă în clasa $AB_1$ (circuitul de excitație al MEA cu cîmp transversal) este valabilă următoarea ecuație:

$$L_a p\Delta I_a + R_\Sigma \Delta I_a = \mu_2(\Delta U_g - \Delta U_{ng}). \qquad (6.87)$$

Semnalul de reacție al circuitului negativării automate este dat de relația

$$\Delta U_{ng} = \Delta I_a R_K; \qquad (6.88)$$

de unde ecuaţia etajului de amplificare care funcţionează cu sarcină inductivă în clasa $AB_1$ se obţine sub următoarea formă:

$$\frac{T_a}{\left(1+\mu_2 \frac{R_{K2}}{R_{2\Sigma}}\right)} p\Delta I_a + \Delta I_a = \frac{\mu_2 \Delta U_g}{R_{2\Sigma}\left(1+\mu_2 \frac{R_{K2}}{R_{2\Sigma}}\right)}, \qquad (6.89)$$

unde

$$R_{2\Sigma} = R_{i2} + R_s + R_{k2}; \quad T_a = \frac{L_a}{R_{i2}+R_s+R_{k2}}.$$

Factorul de amplificare al primului etaj, ce funcţionează în clasa A cu sarcină activă, se determină cu relaţia

$$k_{1e} = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_{1e}} = \frac{\mu_1 R_{a1}}{R_{i1}+R_{a1}+R_{k1}} = \mu_1 \frac{R_{a1}}{R_{1\Sigma}}. \qquad (6.90)$$

Avînd în vedere primul etaj de amplificare, ecuaţia (6.89) a curentului din sarcina inductivă poate fi transformată după cum urmează:

$$(T_a' p + 1)\Delta I_a = \mu_1 \frac{R_{a1}}{R_{1\Sigma}} \mu_2 \frac{\Delta U_{1e}}{R_{2\Sigma}\left(1+\mu_2 \frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}\right)}, \qquad (6.91)$$

unde

$$T_a' = \frac{L_a / R_{2\Sigma}}{\left(1+\mu_2 \frac{R_{K2}}{R_{2\Sigma}}\right)}.$$

Astfel, funcţia de transfer a amplificatorului electronic, al cărui prim etaj funcţionează în clasa A iar cel de-al doilea în clasa $AB_1$, în cazul sarcinii inductive se determină după schema funcţională reprezentată în fig. 6.15, funcţiile de transfer ale elementelor avînd următoarele expresii:

$$W_{e1}(p) = \mu_1 \frac{R_{a1}}{R_{1\Sigma}}; \qquad (6.92)$$

$$W_{e2}(p) = \mu_2; \qquad (6.93)$$

$$W_s(p) = \frac{1/R_{2\Sigma}}{T_a p + 1}; \qquad (6.94)$$

$$W_r(p) = R_{k2}. \qquad (6.95)$$

Funcţia de transfer a amplificatorului electronic cu două etaje de amplificare cu sarcină inductivă, se obţine, prin urmare, sub următoarea formă:

$$W_{eL}(p)=\frac{\mu_1\frac{R_{k1}}{K_{1\Sigma}}\cdot\mu_2\frac{1}{R_{2\Sigma}}}{\left(1+\mu_2\frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}\right)(T'_a p+1)}. \tag{6.96}$$

Plecînd de la cele expuse mai sus, schema funcţională a MEA cu cîmp transversal cu amplificator electronic auxiliar cu două etaje poate fi reprezentată ca în fig. 6.17, *a*.

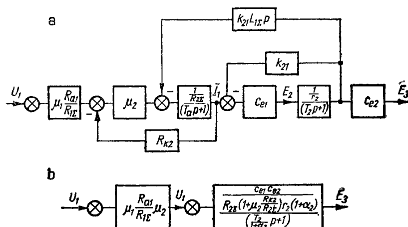



Fig. 6-17. Schema funcţională *a* şi cea transformată *b* pentru MEA cu cîmp transversal ce funcţionează cu un amplificator electronic cu două etaje în contratimp.

Făcînd transformările funcţionale ale acestei scheme se poate scrie expresia funcţiei de transfer echivalentă a primului etaj al MEA:

$$W_{e1e0}(p)=\frac{E_2(p)}{U_{1e}(p)}=\frac{\frac{c_{e1}}{R_{2\Sigma}\left(1+\mu_2\frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}\right)}}{T'_a p+1}, \tag{6.97}$$

unde

$$T'_a=\frac{T_1\frac{r_1}{R_{2\Sigma}}}{1+\mu_2\frac{R_{k2}}{R_{2\Sigma}}}.$$

Trebuie menţionat că constanta de timp $T'_a$ din funcţia de transfer echivalentă $W_{ele0}(p)$ devine foarte mică datorită rezistenţei interioare mari $R_{i2}$ a tubului şi datorită prezenţei reacţiei negative a curentului de ieşire al primului etaj al MEA. De aceea, pentru simplificarea calculelor fără a introduce o eroare importantă, se neglijează de obicei constanta de timp $T'_a$ din funcţia de transfer echivalentă $W_{ele0}(p)$, considerînd primul etaj al MEA fără inerţie. În acest caz schema examinată poate fi reprezentată sub forma legării în serie a elementului amplificatorului electronic şi a elementului MEA cu cîmp transversal (fig. 6.17, *b*).

Funcţia de transfer a MEA cu cîmp transversal care funcţionează în serie cu un amplificator electronic, cu simplificările ipotezelor emise, se obţine conform schemei funcţionate transformate sub forma :

$$W_{ee0}(p)=\frac{\mu_1\frac{R_{a1}}{R_{1\Sigma}}\mu_2\frac{c_{e1}c_{e2}}{R_2\left(1+\mu_2\frac{R_{k2}}{R_{1\Sigma}}\right)r^2(1+\alpha_2)}}{\left(\frac{T_2}{1+\alpha_2}p+1\right)}, \qquad (6.98)$$

unde $T_2$ este constanta de timp a circuitului transversal al MEA.

Expresia (6.98) arată că procesele din MEA cu cîmp transversal care funcţionează cu un amplificator electronic decurg ca într-o maşină electrică amplificatoare cu un etaj avînd constanta de timp echivalentă $T'_2$.

# VII. MAȘINA ELECTRICĂ AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL CA AMPLIFICATOR DE PUTERE SUMATOR

## 7.1. Însumarea semnalelor cu ajutorul cîtorva înfășurări de comandă în mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal

Pentru însumarea semnalelor de comandă și de corecție, în circuitul longitudinal al MEA cu cîmp transversal se amplasează cîteva înfășurări de comandă separate.

Deoarece fluxul magnetic din circuitul longitudinal este determinat de suma tensiunilor magnetomotoare ale tuturor înfășurărilor de comandă, prin aplicarea semnalelor de comandă și de corecție la diferitele înfășurări apare posibilitatea de a obține în circuitul de intrare al MEA cu cîmp transversal suma acestora.

La analizarea proceselor din MEA sumatoare cu cîmp transversal cînd se aplică cîteva semnale de comandă și corecție, acestea se reduc de obicei la un anumit semnal echivalent, care acționează într-un amplificator cu un circuit de intrare echivalent.

Înlocuirea însumării semnalelor cu un semnal rezultant echivalent, duce la modificarea schemei funcționale generale și la introducerea în aceasta a parametrilor echivalenți ai MEA.

La cercetarea proceselor de însumare a semnalelor în MEA cu cîmp transversal, acestea se împart în două grupe — semnalele circuitelor cu reactanțe mici și cu reactanțe mari. În acest caz un circuit se consideră reactiv cînd în acest circuit există o inductanță sau o capacitate sau ambele concomitent.

### A. *Însumarea semnalelor circuitelor cu reactanțe mici în* MEA *cu cîmp transversal*

La analizarea proceselor de însumare a semnalelor acestor circuite, pentru simplificarea relațiilor ce se obțin se adoptă o serie de ipoteze.

În primul rînd se neglijează reactanțele circuitelor de comandă în comparație cu inductanța înfășurărilor de comandă ale MEA cu cîmp transversal.

În al doilea rînd, se neglijează fluxurile de scăpări ale înfăşurărilor de comandă şi se consideră că factorul de cuplaj dintre acestea este egal cu unitatea.

În afară de aceasta, plecînd de la ipotezele generale, în conformitate cu care procesele tranzitorii din MEA sînt examinate ca la un amplificator liniar, la analiza proceselor de însumare din MEA, se foloseşte metoda superpoziţiei.

Esenţa metodei superpoziţiei constă în acea că în cazul aplicării de semnale la mai multe înfăşurări de comandă, se examinează succesiv acţiunea şi tensiunile magnetomotoare ale fiecărui semnal separat, înlocuind circuitele celorlalte semnale cu nişte circuite închise prin rezistenţele interioare ale surselor, şi însumînd apoi toate tensiunile magnetomotoare de la toate semnalele de comandă ale MEA.

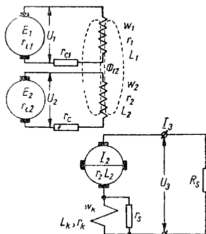


Fig. 7-1. Schema însumării semnalelor de comandă a două circuite cu inductanţă mică cu ajutorul MEA

Se va examina însumarea a două semnale de comandă la MEA cu cîmp transversal după schema reprezentată în fig. 7.1.

Mai întîi se va examina sistemul cu sursa de tensiune $E_1$, cea de-a doua înfăşurare de comandă fiind închisă pe rezistenţa $r_{i2}$, iar apoi cu sursa de tensiune de comandă $E_2$, prima înfăşurare de comandă fiind închisă pe rezistenţa $r_{i1}$.

Dacă se aplică tensiunea de comandă la circuitul primei înfăşurări de comandă, procesele din înfăşurările de comandă pot fi descrise cu ecuaţiile:

$$U_1 = L_1 p I_1 + R_1 I_1 + M p I_2 ;$$
$$0 = L_2 p I_2 + R_2 I_2 + M p I_1. \qquad (7.1)$$

Avînd în vedere ipotezele făcute, inductanţa mutuală dintre înfăşurările de comandă ale MEA cu cîmp transversal, este dată de următoarea relaţie:

$$M = k_{t12} L_1 = \frac{1}{k_{t12}} L_2 ; \qquad (7.2)$$

unde raportul de transformare dintre prima şi cea de-a doua înfăşurare de comandă este dat de relaţia

$$k_{t12}=\frac{w_2}{w_1}. \tag{7.3}$$

Introducînd valoarea lui $M$ în ecuaţia (7.1) se obţin expresiile curenţilor din cele două înfăşurări de comandă ale MEA, datoriţi primului semnal de comandă $U_1$:

$$I_1(p)=\frac{\frac{U_1}{R_1}(T_2p+1)}{(T_1+T_2)p+1}, \tag{7.4}$$

$$I_2(p)=\frac{-\frac{U_1}{R_1}\cdot\frac{1}{k_{t12}}T_2p}{(T_1+T_2)p+1}, \tag{7.5}$$

unde constantele de timp ale circuitelor înfăşurărilor de comandă sînt respectiv egale cu:

$$T_1=\frac{L_1}{r_1+r_{c1}+r_{i1}}=\frac{L_1}{R_1};$$

$$T_2=\frac{L_2}{r_2+r_{c2}+r_{i2}}=\frac{L_2}{R_2}. \tag{7.6}$$

Tensiunea magnetomotoare a înfăşurărilor de comandă ale MEA cu cîmp transversal datorită acţiunii tensiunii primului semnal de comandă $U_1$ se determină din ecuaţia

$$F_1=I_1w_1+I_2w_2=\frac{w_1\frac{U_1}{R_1}}{(T_1+T_2)p+1}. \tag{7.7}$$

Repetînd raţionamentele expuse mai sus pentru tensiunea $U_2$ în circuitul celei de-a doua înfăşurări de comandă a MEA, considerînd în acest caz circuitul primei înfăşurări de comandă închis prin rezistenţa sursei de tensiune a primului semnal, se obţin expresiile curenţilor din înfăşurările de comandă:

$$I_2'(p)=\frac{\frac{U_2}{R_2}(T_1p+1)}{(T_1+T_2)p+1}, \tag{7.8}$$

$$I_1'(p)=\frac{-\frac{U_2}{R_2}k_{t12}\cdot T_1p}{(T_1+T_2)p+1}. \tag{7.9}$$

În mod corespunzător tensiunea magnetomotoare a înfăşurărilor de comandă ale MEA cu cîmp transversal, datorită acţiunii tensiunii celui de-al doilea semnal de comandă $U_2$ se determină din ecuaţia

$$F_2 = I_2' w_2 + I_1' w_1 = \frac{\frac{U_2}{R_2} w_2}{(T_1 + T_2) p + 1}. \quad (7.10)$$

Tensiunea magnetomotoare rezultantă datorită acţiunii semnalelor de comandă $U_1$ şi $U_2$ este determinată de suma tensiunilor magnetomotoare ale fiecărui semnal separat:

$$F_c = F_1 + F_2 = \frac{\frac{w_1}{R_1}\left(U_1 + \frac{R_1 w_2}{w_1 R_2} U_2\right)}{[(T_1 + T_2) p + 1]}. \quad (7.11)$$

Tensiunea magnetomotoare de comandă a MEA cu cîmp transversal obţinută prin acţiunea comună a celor două semnale, aplicate la două circuite cu reactanţă mică, este echivalentă cu tensiunea magnetomotoare a semnalului de comandă total, ce acţionează la un element de intrare obişnuit al MEA cu cîmp transversal cu o constantă de timp echivalentă.

Tensiunea totală echivalentă de comandă se determină cu relaţia

$$U_{1\Sigma} = U_1 + \frac{R_1 w_2}{w_1 R_2} U_2 + \ldots + \frac{R_1 w_n}{w_1 R_n} U_n. \quad (7.12)$$

Constanta de timp echivalentă a elementului înfăşurării de comandă poate fi determinată cu formula

$$T_{1\Sigma} = \sum_1^n T_i + T_k. \quad (7.13)$$

Astfel, în cazul însumării cîtorva semnale de comandă a căror circuit se caracterizează printr-o reactanţă mică, MEA cu cîmp transversal cu mai multe înfăşurări poate fi înlocuită printr-o schemă echivalentă cu o MEA cu o singură în-

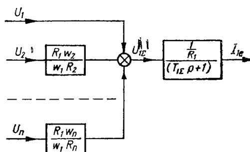


Fig. 7-2. Schema echivalentă a circuitului de comandă al MEA în cazul însumării cîtorva semnale, aplicate prin circuite cu inerţie mică.

fășurare. La intrarea MEA echivalente trebuie aplicată tensiunea de comandă totală echivalentă, iar în circuitul de comandă se consideră constanta de timp totală a tuturor circuitelor înfășurărilor de comandă (fig. 7.2).

## B. *Insumarea semnalelor circuitelor cu reactanțe mari la MEA cu cîmp transversal*

La analizarea proceselor însumării semnalelor circuitelor cu reactanțe mari cu ajutorul MEA cu cîmp transversal, la fel ca mai sus, se utilizează metoda superpoziției.

Pentru simplificarea analizei proceselor de însumare a semnalelor circuitelor cu reactanțe mari, în afară de ipotezele făcute mai sus, se mai face încă una, care constă în faptul că se neglijează t.e.m. de autoinducție și de inducție mutuală a înfășurării de comandă a MEA. Această ipoteză se apreciază cantitativ după raportul inductanțelor înfășurării de comandă MEA și a circuitului semnalului de comandă al acesteia :

$$\gamma = \frac{L_c}{L_{cc}}. \tag{7.14}$$

Dacă coeficientul $\gamma$ nu depășește 0,2—0,3, neglijarea t.e.m. de autoinducție și de inducție mutuală a înfășurării de comandă a MEA, nu determină o eroare mare la analizarea proceselor de însumare a semnalelor.

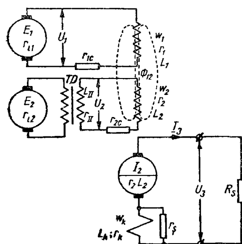



Fig. 7-3. Schema însumării semnalelor de comandă ale circuitului cu inductanță mică și ale circuitului cu inductanță mare cu ajutorul MEA.

Pentru clarificarea particularităților însumării semnalelor de comandă la MEA cu cîmp transversal, în circuite cu reactanțe mari se examinează schema însumării a două semnale (fig. 7.3), din care unul se aplică printr-un transformator derivator, care introduce în acest circuit o inductanță mare.

Pentru circuitul semnalului de comandă $U_1$, aplicat direct la înfășurarea de comandă a MEA cu cîmp transversal, cea de-a doua înfășurare

de comandă finid închisă prin circuitul înfășurării secundare a transformatorului, se pot scrie următoarele ecuații:

$$U_1 = L_1 pI_1 + R_1 I_1 + M_{21} pI_2;$$
$$0 = M_{12} pI_1 + (L_2 + L_{11}) pI_2 + R_2 I_2. \quad (7.15)$$

Deoarece

$$\gamma = \frac{L_2}{L_{11}} \approx 0,$$

rezultă $M_{12} pI_2 \approx 0$ și $L_2 pI_2 \approx 0$.

Avînd în vedere ipotezele arătate mai sus, sistemul de ecuații (7.15) se reduce la o ecuație:

$$I_1(p) = \frac{U_1/R_1}{(T_1 p + 1)}. \quad (7.16)$$

Astfel, pentru $\gamma \approx 0$, adică în cazul cînd circuitul unuia dintre semnale are o inerție foarte mare, se poate presupune că acest circuit, dacă se aplică semnale de comandă la alte înfășurări, se comportă ca și cum ar fi deschis. De aceea, tensiunea magnetomotoare a semnalului de comandă $U_1$ este determinată numai de parametrii înfășurării MEA la care se aplică acest semnal:

$$F_1 = I_1 w_1 = \frac{U_1 \frac{w_1}{R_1}}{(T_1 p + 1)}. \quad (7.17)$$

Pentru semnalul de comandă $U_2$, aplicat la înfășurarea de comandă a MEA de la transformatorul derivator, folosind metoda superpoziției, se poate scrie alt sistem de ecuații:

$$0 = L_1 pI_1 + R_1 I_1 + M_{21} pI_2;$$
$$U_2 = L_{11} pI_2 + R_2 I_2 + L_2 pI_2 + M_{12} pI_1. \quad (7.18)$$

Neglijînd t.e.m. de autoinducție și cea de inducție mutuală, deoarece $\gamma \approx 0$, sistemul de ecuații (7.18) poate fi simplificat

$$0 = (T_1 p + 1) I_1 + k_{t12} T_1 pI_2,$$
$$\frac{U_2}{R_2} = (T_{11c} p + 1) I_2. \quad (7.19)$$

De aci expresiile curenților din cele două înfășurări de comandă ale MEA cînd se aplică semnalul de comandă $U_2$ se obțin sub forma următoare:

$$I_2(p)=\frac{U_2/R_2}{(T_{\text{II}c}p+1)}, \tag{7.20}$$

$$I_1(p)=\frac{-k_{t12}T_1p\dfrac{U_2}{R_2}}{(T_{\text{II}c}p+1)(T_1p+1)}; \tag{7.21}$$

aci constantele de timp ale circuitelor înfășurărilor de comandă sînt:

$$T_1=\frac{L_1}{r_1+r_{1c}+r_{i1}}=\frac{L_1}{R_1};$$

$$T_{\text{II}c}=\frac{L_{\text{II}}}{r_2+r_{2c}+r_{\text{II}}}=\frac{L_{\text{II}}}{R_2}. \tag{7.22}$$

Tensiunea magnetomotoare a celei de-a doua înfășurări de comandă a MEA cu cîmp transversal pentru semnalul $U_2$ aplicat de la transformatorul derivator este egală cu:

$$F_2=I_2w_2+I_1w_1=\frac{w_2\dfrac{U_2}{R_2}}{(T_{\text{II}c}p+1)(T_1p+1)}. \tag{7.23}$$

Tensiunea magnetomotoare rezultantă a celor două semnale de comandă aplicate printr-un circuit cu inerție redusă și prin altul cu inerție mare este dată de expresia

$$F_c=F_1+F_2=\frac{\dfrac{w_1}{R_1}\left[U_1+\dfrac{\dfrac{w_2R_1}{w_1R_2}U_2}{(T_{\text{II}c}p+1)}\right]}{T_1p+1}. \tag{7.24}$$

Din ecuația (7.24) se vede că acțiunea concomitentă a semnalelor de comandă, aplicate la circuitele cu inerție mică și cu inerție mare, poate fi înlocuită cu un semnal de comandă total echivalent, aplicat la un element de intrare obișnuit al MEA cu cîmp transversal.

Tensiunea de comandă totală echivalentă se determină cu expresia:

$$U_{1\,sum}=U_1+\frac{w_2R_1}{w_1R_2}U_2+\ldots+\frac{w_nR_1}{w_1R_n}U_n+\ldots+\frac{\dfrac{w_mR_1}{w_1R_m}}{(T_{\text{II}cm}p+1)}U_m. \tag{7.25}$$

Constanta de timp echivalentă a elementului de intrare a MEA cu cîmp transversal, față de însumarea semnalelor aplicate la circuitele fără inerție, rămîne constantă, adică

$$T_{1\Sigma}=\sum_{1}^{n} T_{1i}+T_k.$$

În baza celor spuse, primul etaj de amplificare cu mai multe înfășurări, în cazul însumării semnalelor aplicate la circuite cu inerție mică și inerție mare, poate fi reprezentat printr-o schemă funcțională echivalentă a unei MEA cu cîmp transversal, cu o singură înfășurare, la intrarea căreia se aplică o tensiune de comandă totală.

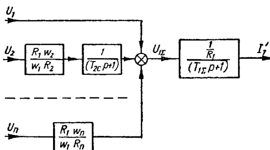


Fig. 7-4. Schema echivalentă a circuitului de comandă al MEA în cazul însumării semnalelor circuitelor cu inerție mică cu semnalele aplicate prin circuite cu inerție mare.

După cum se vede din fig. 7.4, în schema funcțională, canalele circuitelor cu inerție ridicată se complică cu elemente suplimentare. În constanta de timp echivalentă a elementului primului etaj al MEA cu cîmp transversal, parametrii circuitelor de comandă cu inerție mare nu se introduc.

## 7.2. Schema funcțională generală a mașinii electrice amplificatoare cu cîmp transversal în cazul însumării semnalelor de comandă

În comparație cu schema funcțională generală a unei MEA cu o singură înfășurare (vezi fig. 5.8), schema MEA cu cîmp transversal sumatoare cu mai multe înfășurări (fig. 7.5) are un circuit suplimentar de însumare a semnalelor. La intrarea elementului primului etaj de amplificare, în această schemă acționează tensiunea de comandă totală, raportată la parametrii înfășurării de acționare.

Partea principală a schemei funcționale a MEA cu cîmp transversal sumatoare, după nodul de însumare a semnalelor de

comandă aplicate, rămîne aceeași ca și la un amplificator de putere simplu (MEA cu o singură înfășurare).

Influența inducției mutuale a circuitului înfășurării de compensare asupra circuitului longitudinal este luată în considerație

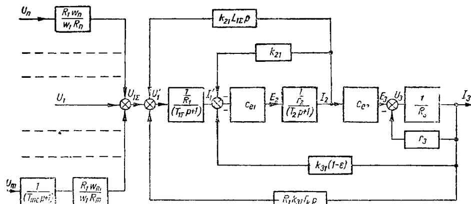


Fig. 7-5 Schema funcțională generală a MEA pentru însumarea cîtorva semnale de comandă

prin aceea că la constanta de timp totală a primului etaj de amplificare al MEA intră și constanta de timp a circuitului înfășurării de compensare, adică

$$T_{1\Sigma}=\sum_{1}^{n} T_{1i}+T_{k}. \qquad (7.26)$$

Partea schemei funcționale, care ia în considerație acțiunea cîtorva înfășurări de comandă ale MEA cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări, conține un element în care se însumează tensiunile înfășurării de acționare $U_1$, ce corectează semnalele aplicate prin circuitele cu inerție mică $\left(\sum_{1}^{n}\frac{R_1 w_i}{w_1 R_i}U_i\right)$ și prin cele cu inerție mare $\left(\sum_{1}^{m}\frac{R_1 w_j U_j}{w_1 R_i (T_{cj}p+1)}\right)$.

Deoarece acțiunea cîtorva înfășurări de comandă, la analiza proceselor din MEA cu cîmp transversal, se reduce la acțiunea unei înfășurări de acționare echivalente, circuitele semnalelor de corecție au pe schema funcțională elemente cu funcții de transfer determinate de condițiile de raportare.

În circuitele semnalelor de corectare caracterizate printr-o inerție mică, coeficientul de transfer pentru raportarea elementelor se determină prin următoarea relație dintre parametrii înfășurărilor MEA:

$$k_n = \frac{R_1 w_n}{w_1 R_n}. \tag{7.27}$$

În circuitele semnalelor de corectare caracterizate printr-o inerție mare, după cum s-a arătat mai sus există două elemente de raportare. Coeficientul de transfer al primului element se determină cu formula (7.27). Funcția de transfer a celui de-al doilea element (luarea în considerație a inerției circuitului semnalelor de corecție) se caracterizează prin constanta de timp a circuitului dat, $T_{cm}$ și se determină cu ecuația:

$$W_{cm}(p) = \frac{1}{T_{cm}p+1}. \tag{7.28}$$

Astfel, schema funcțională generală a MEA cu cîmp transversal sumatoare, cu mai multe înfășurări, are un nod suplimentar de însumare a semnalelor de acționare și de corecție, iar în rest nu se deosebește cu nimic de schema funcțională a MEA cu o singură înfășurare. De aceea, schema funcțională a MEA cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări, poate fi reprezentată sub o formă simplificată (fig. 7.6).

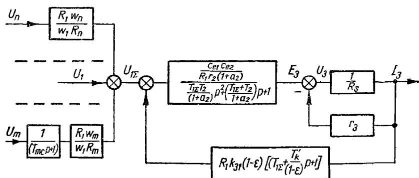


Fig. 7-6. Schema functională generală transformată a MEA cu mai multe înfășurări pentru însumarea semnalelor de comandă.

În schema funcțională transformată există: un element oscilant de gradul II care caracterizează funcționarea MEA cu mai multe înfășurări la mers în gol sub acțiunea tensiunii totale de

comandă raportate elementul sarcinii cu o reacție rigidă pentru luarea în considerație a căderii de tensiune din indusul MEA în sarcină; elementul reacției sarcinii ce ia în considerație atît subcompensarea staționară cît și abaterea dinamică de la compensarea reacției longitudinale a indusului MEA și partea schemei funcționale de însumare a semnalelor de comandă raportate ale MEA cu mai multe înfășurări, a rămas fără modificări.

Din examinarea schemei transformate se vede că funcția de transfer a MEA cu mai multe înfășurări se deosebește de cea a MEA cu o singură înfășurare numai prin valoarea constantei de timp totale a elementului echivalent al înfășurării de comandă.

În concluzie trebuie menționat că schema funcțională a MEA cu mai multe înfășurări se poate complica mult în cazul cînd lucrează cu o sarcină complexă, de exemplu, cu un motor, cît și în prezența unor reacții externe suplimentare.

## 7.3. Alegerea înfășurărilor de comandă ale mașinii electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal, pentru circuitele semnalelor de corecție

La alegerea înfășurărilor de comandă ale MEA sumatoare cu cîmp transversal, se pleacă de la condiția obținerii tensiunii magnetomotoare a înfășurării pentru schema de conectare dată a acesteia. Această condiție este simultan și condiția de transfer de putere maximă de la elementele traductoare ale sistemului la înfășurarea de comandă corespunzătoare a MEA sumatoare cu cîmp transversal.

Din varietatea schemelor de conectare a înfășurărilor de comandă ale MEA sumatoare cu cîmp transversal în sistemele de automatizare cu mașini electrice, se pot deosebi două tipuri principale. Acestea sînt schemele de conectare a înfășurărilor de comandă în circuitele reacțiilor liniare, și schemele de conectare a înfășurărilor de comandă ale MEA în circuitele reacțiilor neliniare, cu acțiune de limitare.

În schemele cu reacții liniare, înfășurările de comandă ale MEA se conectează de obicei printr-un divizor de tensiune (fig. 7.7, *a*).

Schemele cu reacții neliniare, cu acțiune de limitare (fig. 7.7, *b*), conțin un divizor de tensiune la care pe de-o parte se aplică tensiunea de comparare etalon, iar pe de alta, tensiunea de la elementul traductor. În circuitul semnalului se conectează un ele-

ment redresor care opreşte trecerea curentului prin înfăşurarea de comandă sub acţiunea tensiunii etalon.

Astfel, acţiunea reacţiei începe numai cînd tensiunea semnalului este mai mare decît tensiunea de comparaţie şi dimpotrivă, acţiunea reacţiei încetează cînd tensiunea semnalului scade sub tensiunea de comparaţie.

Acţiunea reacţiei neliniare după schema reprezentată în fig. 7.7, *b*, se reglează cu ajutorul divizorului de tensiune.

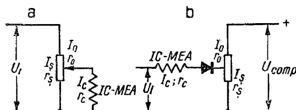



Fig. 7-7. Schemele principale de conectare a înfăşurărilor de comandă ale MEA în schemele de automatizare cu maşini electrice:

*a* — în circuitul reacţiei liniare; *b* — în circuitul reacţiei limitare

Pentru clarificarea condiţiilor de obţinere a tensiunii magnetomotoare maxime în înfăşurarea de comandă a MEA pentru schema de conectare dată a acesteia, se va pleca de la presupunerea că spaţiul ocupat pe stator de înfăşurare cînd variază parametrii acesteia, rămîne constant şi coeficientul de umplere a acestui spaţiu este egal cu unitatea. În acest caz, numărul de spire al înfăşurării de comandă se determină cu relaţia

$$w_c = \frac{Q_c}{S_c}, \qquad (7.29)$$

unde $Q_c$ este suprafaţa secţiunii crestăturii statorului MEA, ocupate de înfăşurarea de comandă;

$S_c$ — secţiunea conductorului înfăşurării de comandă a MEA.

Rezistenţa înfăşurării de comandă a MEA este

$$r_c = \rho \frac{l_{c\ med}\, w_c}{S_c}, \qquad (7.30)$$

de unde numărul de spire al înfăşurării de comandă se determină din ecuaţia

$$w_c = \sqrt{\frac{Q_c}{\rho l_{c\ med}}}\sqrt{r_c} = k_c \sqrt{r_c}, \qquad (7.31)$$

unde $k_c$ este un coeficient constant pentru fiecare înfăşurare de comandă a MEA cu cîmp transversal de tip şi putere dată.

Astfel, pentru MEA cu cîmp transversal de tip și putere dată, numărul de spire și rezistența fiecărei înfășurări de comandă sînt legate printr-o anumită relație pătratică. Alegerea rezistenței optime a înfășurării de comandă reprezintă concomitent și alegerea numărului optim de spire al acesteia. De aceea, la cercetarea condițiilor de obținere a tensiunii magnetomotoare maxime la una din schemele de conectare a înfășurării de comandă a MEA cu cîmp transversal, este suficient să se determine rezistența optimă a acesteia.

### A. *Determinarea rezistenței optime a înfășurării de comandă a* MEA *în schema reacției liniare*

Pentru schema reacției liniare (fig. 7.7, *a*) se poate scrie următorul sistem de ecuații, ce determină tensiunea și curenții circuitului:

$$U_i = r_0 I_0 + r_ș I_ș;$$

$$r_ș I_ș = r_c I_c;$$

$$I_ș = I_0 + I_c. \qquad (7.32)$$

Rezolvînd acest sistem de ecuații în raport cu creșterea curentului de comandă $\Delta I_c$ la variația tensiunii semnalului de intrare cu valoarea $\Delta U_i$, se obține relația

$$\Delta I_c = \frac{\Delta U_i}{r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_ș}\right) + r_0}. \qquad (7.33)$$

Creșterea tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă pentru cresterea dată a curentului de comandă, folosind relația (7.11) se determină sub forma:

$$\Delta F_c = \frac{\Delta U_i k_c \sqrt{r_c}}{r_c \left(1 + \frac{r_0}{r_ș}\right) + r_0}. \qquad (7.34)$$

Rezistența optimă a înfășurării de comandă a MEA cu cîmp transversal pentru schema de reacție dată, se poate determina acum din expresia (7.34) la maximul creșterii tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă la o creștere a semnalului cu $\Delta U_i$.

Pentru determinarea valorii maxime a tensiunii magnetomotoare a înfăşurării se calculează derivata expresiei (7.34) şi se egalează cu zero:

$$\frac{\partial \Delta F_c}{\partial r_c}=\frac{\Delta U_i k_c\left[r_0-r_c\left(1+\frac{r_0}{r_ş}\right)\right]}{2\sqrt{r_c}\left[r_c\left(1+\frac{r_0}{r_ş}\right)+r_0\right]^2}=0; \qquad (7.35)$$

de aici se obţine valoarea optimă a rezistenţei înfăşurării de comandă a MEA în schema reacţiei liniare:

$$r_c=\frac{r_0 r_ş}{r_0+r_ş}. \qquad (7.36)$$

B. *Determinarea rezistenţei optime a înfăşurării de comandă a* MEA *în schema reacţiei neliniare*

Pentru schema reacţiei neliniare cu acţiune de limitare (fig. 7.7, *b*) se poate scrie următorul sistem de ecuaţii pentru tensiuni şi curenţi:

$$U_i-r_c I_c=r_ş I_ş;$$
$$U_{comp}-r_0 I_0=r_ş I_ş;$$
$$I_c-I_0=I_ş. \qquad (7.37)$$

Rezolvînd acest sistem de ecuaţii pentru variaţia semnalului de comandă cu $\Delta U_i$, se obţine ecuaţia pentru creşterea curentului de comandă al MEA:

$$\Delta I_c=\frac{\Delta U_i\left(1+\frac{r_0}{r_ş}\right)}{r_c\left(1+\frac{r_0}{r_ş}\right)+r_0}. \qquad (7.38)$$

În mod corespunzător creşterea tensiunii magnetomotoare a înfăşurării de comandă în schema reacţiei neliniare, se determină sub forma raportului:

$$\Delta F_c=\frac{\Delta U_i\left(1+\frac{r_0}{r_ş}\right)k_c\sqrt{r_c}}{r_c\left(1+\frac{r_0}{r_ş}\right)+r_0}. \qquad (7.39)$$

Rezistența optimă a înfășurării de comandă a MEA cu cîmp transversal se stabilește după maximul funcției (7.39) care se determină cu ajutorul derivatei acesteia:

$$\frac{\partial \Delta F_c}{\partial r_c} = \frac{\Delta U_i\left(1+\frac{r_0}{r_ș}\right)k_c\left[r_0 - r_c\left(1+\frac{r_0}{r_ș}\right)\right]}{2\sqrt{r_c}\left[r_c\left(1+\frac{r_0}{r_ș}\right)+r_0\right]^2} = 0. \quad (7.40)$$

Pentru valoarea optimă a rezistenței înfășurării de comandă a MEA în schema reacției neliniare se obține următoarea expresie

$$r_c = \frac{r_0 r_ș}{r_0 + r_ș}. \quad (7.41)$$

Este ușor de observat că atît pentru schema reacției liniare cît și pentru schema reacției neliniare, expresia rezistenței optime a înfășurării de comandă rămîne aceeași. De aceea, în continuare se poate considera alegerea înfășurării de comandă a MEA independent de tipul reacției.

Deoarece seriile de MEA cu cîmp transversal fabricate au un anumit număr limitat de tipuri de înfășurări de comandă, posibilitatea realizării relațiilor optime pentru acestea într-una din schemele de automatizare cu mașini electrice, se limitează la alegerea completului corespunzător ce satisface condițiile optime.

Această problemă se poate ușura dacă se examinează expresia tensiunii magnetomotoare a înfășurării de comandă a MEA, avînd în vedere expresia valorii rezistenței sale optime:

$$\Delta F_c = \frac{\sqrt{r_c}}{(r_c + r_{c\,opt})} k_F \Delta U. \quad (7.42)$$

Să examinăm acum raportul dintre tensiunea magnetomotoare a înfășurării de comandă în cazul parametrilor oarecari și cea din cazul combinării optime a acestora:

$$\frac{\Delta F_c}{\Delta F_{c\,opt}} = \frac{2\sqrt{\frac{r_c}{r_{c\,opt}}}}{\frac{r_c}{r_{c\,opt}}+1}. \quad (7.43)$$

Se observă că în ultima ecuație figurează doar două valori: tensiunea magnetomotoare relativă a înfășurării de comandă a

MEA si rezistența relativă a acesteia. De aceea, relația (7.43) poate fi reprezentată ca o caracteristică universală (fig. 7.8).

Folosind curba reprezentată în fig. 7.8, după rezistența optimă calculată a înfășurării de comandă se poate determina ușor completul cel mai corespunzător al înfășurărilor de comandă, astfel încît valoarea tensiunii magnetomotoare relative a înfășurării de comandă să se apropie cît mai mult de unitate.

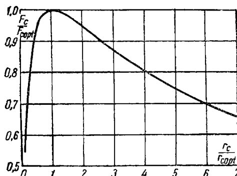



Fig. 7-8. Caracteristica variației tensiunii magnetomotoare relative a înfășurării de comandă a MEA pentru abaterea rezistenței acesteia de la valoarea optimă.

Astfel, alegerea înfășurărilor de comandă ale MEA sumatoare cu cîmp transversal se reduce la următoarele.

1) după schema dată de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal se calculează rezistența optimă a înfășurării de comandă;

2) după catalogul MEA cu cîmp transversal se alege un astfel de complet de înfășurări de comandă pentru care tensiunile magnetomotoare ale acestora se apropie cît mai mult de valorile optime;

3) completul ales de înfășurări de comandă ale MEA cu cîmp transversal se verifică după rezistența totală a circuitelor reacțiilor, care trebuie să fie mai mică sau egală cu valorile corespunzătoare, obținute din calculul sistemului dat de automatizare cu mașini electrice.

## 7.4. Transformatoare de stabilizare pentru mașinile electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări

Pentru introducerea semnalelor de corecție după derivatele mărimilor în sistemele de automatizare cu mașini electrice cu MEA sumatoare cu cîmp transversal se utilizează de obicei așa-zisele transformatoare de stabilizare.

Transformatoarele de stabilizare, spre deosebire de cele obișnuite, au întrefierul reglabil în circuitul magnetic, prin interme-

diul căruia se poate varia fin inductanța înfășurărilor transformatoarelor și se poate efectua acordarea circuitului de stabilizare.

Pentru obținerea diferitelor raporturi de transformare, înfășurările primare și secundare ale transformatoarelor de stabilizare, de regulă, se confecționează cu prize.

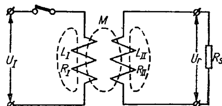



Fig. 7-9. Schema de conectare a transformatorului de stabilizare la o tensiune constantă $U_1$, înfășurarea secundară fiind închisă pe o rezistență $R_s$, pentru aprecierea proceselor tranzitorii din transformator.

În Uniunea Sovietică în prezent se fabrică transformatoare de stabilizare standardizate de tipul TC 72 si TC-144.

Caracteristicile transformatoarelor de stabilizare standardizate TC-72 și TC-144, în funcție de variația întrefierului miezului, cît și datele înfășurărilor acestora sînt indicate în anexa 2.

Caracteristicile dinamice ale transformatoarelor de stabilizare se obțin din examinarea proceselor de conectare a acestora la o tensiune constantă $U_1$ de curent continuu, înfășurarea secundară fiind închisă printr-o rezistență de sarcină constantă $R_s$ (fig. 7.9). În acest caz pentru circuitul primar și cel secundar al transformatorului de stabilizare se pot scrie următoarele ecuații :

$$(L_{I}p+R_{I})I_{I}+MpI_{II}=U_{I};$$
$$M_{p}I_{I}+(L_{II}p+R_{II}+R_{s})I_{II}=0. \quad (7.44)$$

Inductanța mutuală dintre înfășurarea primară și cea secundară a transformatorului de stabilizare poate fi determinată cu ecuația :

$$M=\delta\sqrt{L_{I}L_{II}}, \quad (7.45)$$

unde $\delta$ este factorul de cuplaj dintre înfășurările transformatorului, funcție de întrefierul $\Delta$ al miezului.

Rezolvînd sistemul de ecuații (7.44) funcția de transfer a transformatorului de stabilizare în raport cu curentul secundar este dată de relația

$$W_{td1}(p)=\frac{I_{II}(p)}{U_{I}(p)}=\frac{\delta\sqrt{\frac{T_{I}T_{IIs}}{R_{I}R_{IIs}}}p}{T_{I}T_{IIs}(1-\delta^{2})p^{2}+(T_{I}+T_{IIs})p+1}. \quad (7.46)$$

În mod corespunzător funcția de transfer a transformatorului de stabilizare în funcție de tensiunea secundară poate fi reprezentată sub forma următoare:

$$W_{tdU}(p)=\frac{U_{II}(p)}{U_I(p)}=\frac{R_s\delta\sqrt{\frac{T_I T_{IIs}}{R_I R_{IIs}}}\,p}{T_I T_{IIs}(1-\delta^2)p^2+(T_I+T_{IIs})p+1}. \quad (7.47)$$

În expresiile (7.46) și (7.47) se înseamnă cu:

$T_I=L_I/R_I$ — constanta de timp a circuitului primar al transformatorului de stabilizare;

$T_{IIs}=\frac{L_{II}}{R_{II}+R_s}$ — constanta de timp a circuitului secundar al transformatorului de stabilizare ce funcționează pe o rezistență;

$R_I$ — rezistența circuitului primar al transformatorului;

$R_{IIs}=R_{II}+R_s$ — rezistența circuitului secundar al transformatorului;

$R_s$ — rezistența de sarcină a transformatorului.

Funcțiile de transfer indicate mai sus ale transformatorului de stabilizare arată că în cazul funcționării pe o rezistență de sarcină, acesta poate fi reprezentat printr-un element echivalent de gradul II (fig. 7.10).

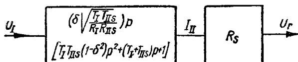



Fig. 7-10. Schema funcțională echivalentă a transformatorului de stabilizare la funcționarea pe sarcină activă.

După caracteristica de frecvență a transformatorului de stabilizare, dedusă experimental, și după frecvența proprie de oscilație se poate determina factorul de cuplaj $\delta$ pentru orice valori a întrefierului $\Delta$ a miezului transformatorului

$$\delta=\sqrt{1-\frac{1}{T_I T_{IIs}\omega_0^2}}, \quad (7.48)$$

unde $\omega_0$ este pulsația proprie de oscilație a transformatorului, determinată ca pulsația corespunzătoare decalajului nul dintre tensiunea primară și cea secundară a transformatorului.

Dacă transformatorul de stabilizare este confecționat cu un miez fără întrefier, factorul de cuplaj dintre înfășurările acestuia este apropiat de unitate.

Pentru $\delta=1$ funcția de transfer a transformatorului de stabilizare se simplifică și poate fi scrisă sub următoarea formă:

$$W'_{tdU}(p) \approx \frac{\frac{R_s}{R_{II}+R_s} k_{td} T_I p}{(T_I+T_{IIs})p+1}, \qquad (7.49)$$

unde $k_{td}=w_{II}/w_I$ este raportul de transformare al transformatorului.

În cazul calculelor aproximative ale sistemelor cu transformatoare de stabilizare se presupune adesea de asemenea că atunci cînd se conectează înfășurarea sa secundară la o rezistență, constanta de timp $T_{IIs}$ are o valoare mică și din această cauză poate fi neglijată. În acest caz funcția de transfer a transformatorului de stabilizare se simplifică și mai mult și poate fi reprezentată sub forma

$$W''_{tdU}(p) \approx \frac{k_{tdU} T_I p}{T_I p+1}, \qquad (7.50)$$

unde raportul de transformare al transformatorului de stabilizare în sarcină este

$$k_{tdU}=\frac{R_s}{R_{II}+R_s} \frac{w_{II}}{w_I}. \qquad (7.51)$$

Cînd funcționează cu MEA cu cîmp transversal, în miezul transformatorului de stabilizare de regulă se stabilește un anumit întrefier, fapt datorită căruia trebuie folosită o expresie precisă a funcției de transfer a acestuia (7.47).

## 7.5. Procesele tranzitorii din mașinile electrice amplificatoare sumatoare cu cîmp transversal, cu transformator de stabilizare

La funcționarea în sarcină, mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal formează întotdeauna un sistem închis, datorită prezenței reacției interioare de sarcină. Asemenea sisteme nu asigură întotdeauna funcționarea stabilă și sînt înclinate către apariția autooscilațiilor.

Pentru asigurarea funcționării stabile în sarcină a MEA cu cîmp transversal și pentru evitarea posibilității apariției auto-

oscilațiilor în schemele de automatizare cu mașini electrice, aceasta este cuprinsă totdeauna de o reacție de stabilizare.

Drept reacții de stabilizare cel mai frecvent sînt utilizate cele elastice negative după tensiunea de ieșire a MEA (fig. 7.11).

Dacă MEA funcționează fără sarcină cu o reacție diferențială elastică ideală, funcția sa de transfer poate fi scrisă sub următoarea formă:

$$W_{er}(p)=\frac{k_{e0}}{\frac{p^2}{\nu_0^2}+\left(2\frac{h_0}{\nu_0}+k_{e0}T_r\right)p+1}. \quad (7.52)$$

După cum se vede, reacția de stabilizare mărește factorul de amortizare $h$, datorită cărui fapt crește stabilizarea sistemului cu MEA cu cîmp transversal:

$$h=h_0+\frac{1}{2}k_{e0}\nu_0T_r. \quad (7.53)$$

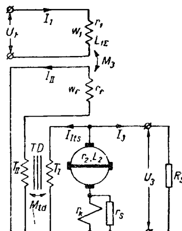


Fig. 7-11. Schema MEA cu reacție de stabilizare prin transformator.

Practic nu sînt realizabile reacțiile ideale pentru stabilizarea funcționării MEA și de aceea de obicei nu se utilizează transformatoarele derivatoare.

Dacă transformatorul funcționează în circuitul înfășurării de stabilizare a MEA cu cîmp transversal, funcția sa de transfer se obține prin rezolvarea în comun a ecuațiilor transformatorului derivator și a circuitului de comandă al MEA.

Pentru simplificarea ecuațiilor se consideră de obicei ca raportul dintre inductanța înfășurării de stabilizare a MEA și cea a înfășurării secundare a transformatorului, poate fi adoptat egal cu zero:

$$\gamma=\frac{L_{cr}}{L_{IItd}}\approx 0. \quad (7.54)$$

Funcția de transfer a circuitului transformatorului de stabilizare, circuitele celorlalte înfășurări de comandă fiind închise, se determină din examinarea proceselor de variație a curentului din

circuitul înfășurării de comandă a MEA, legate de transformatorul derivator, în cazul conectării înfășurării primare a acestuia la o tensiune constantă. În acest caz, pot fi scrise următoarele ecuații:

$$\begin{aligned} &(T_I p+1) R_I I_{1\,td}+M_{td} p I_2=U_3; \\ &M_M p I_1'+M_{td} p I_{1\,td}+(T_{II} p+1) R_{II} I_2=0; \\ &(T_{1\Sigma} p+1) R_1 I_1'+M_M p I_2=0; \end{aligned} \quad (7.55)$$

aici $I_1'$ este curentul echivalent din circuitele închise ale înfășurărilor de comandă ale MEA;

$I_2$ — curentul din înfășurarea de stabilizare a MEA.

Rezolvînd sistemul de ecuații (7.55) se determină expresiile curenților $I_2$ și $I_1'$:

$$I_2(p)=\frac{-\frac{\delta\sqrt{T_I T_{II}}}{\sqrt{R_I R_{II}}}(T_{1\Sigma}p+1)\,pU_3}{T_{1\Sigma}T_I T_{II}(1-\delta^2)p^3+[T_I T_{II}(1-\delta^2)+T_{1\Sigma}T_I+T_{1\Sigma}T_{II}]p^2+(T_{1\Sigma}+T_I+T_{II})p+1}. \quad (7.56)$$

$$I_1'(p)=\frac{\frac{\delta\sqrt{T_I T_{II}}}{\sqrt{R_I R_{II}}}\left(\frac{w_r}{w_1}\right)T_{1\Sigma}p^2U_3}{T_{1\Sigma}T_I T_{II}(1-\delta^2)p^3+[T_I T_{II}(1-\delta^2)+T_{1\Sigma}T_I+T_{1\Sigma}T_{II}]p^2+(T_{1\Sigma}+T_I+T_{II})p+1}. \quad (7.57)$$

Tensiunea magnetomotoare rezultantă de comandă a MEA datorită acțiunii circuitului transformatorului de stabilizare este determinată de suma

$$(Iw)_r=I_2 w_r+I_1' w_1. \quad (7.58)$$

Curentul de comandă echivalent al MEA datorită acțiunii circuitului transformatorului de stabilizare se obține din ecuația

$$I_{1e}'=\frac{I_2 w_r+I_1' w_1}{w_1}. \quad (7.59)$$

Înlocuind în ecuația (7.59) valorile curenților $I_2$ și $I_1'$, expresia curentului echivalent de comandă a MEA datorită acțiunii reacției de stabilizare se obține sub forma următoare:

$$I_{1e}'(p)=$$

$$=\frac{-\delta\sqrt{\frac{T_I T_{II}}{R_I R_{II}}}\left(\frac{w_r}{w_I}\right)[(T_{1\Sigma}p+1)p-T_{1\Sigma}p^3]U_3}{T_{1\Sigma}T_I T_{II}(1-\delta^2)p^3+(T_I T_{II}(1-\delta^2)+T_{1\Sigma}T_I+T_{1\Sigma}T_{II})p^2+(T_{1\Sigma}+T_I+T_{II})p+1}; \qquad (7.60)$$

după transformări această ecuație se simplifică:

$$I_{1e}'(p)=$$

$$=\frac{-\delta\sqrt{\frac{T_I T_{II}}{R_I R_{II}}}\left(\frac{w_r}{w_I}\right)pU_3}{T_{1\Sigma}T_I T_{II}(1-\delta^2)p^3+[T_I T_{II}(1-\delta^2)+T_{1\Sigma}T_I+T_{1\Sigma}T_{II}]p^2+(T_{1\Sigma}+T_I+T_{II})p+1}; \qquad (7.61)$$

pentru

$$\gamma\neq 0$$

$$I_{1e}'(p)=\frac{-\delta\sqrt{\frac{T_I T_{II}}{R_I R_{II}}}\cdot\sqrt{\frac{T_r R_{II}}{T_{1\Sigma}R_I}}\,pU_3}{T_{1\Sigma}T_I T_{II}(1-\delta)p^3+[T_I T_{II}(1-\delta^2+\gamma)+T_{1\Sigma}(T_I+T_{II})]p^2+} \rightarrow$$

$$\leftarrow\frac{1}{+(T_I+T_{II})(1+\gamma+T_{1\Sigma})p+1.} \qquad (7.62)$$

Din expresia (7.61) se vede că în cazul unui studiu simplificat, funcția de transfer a circuitului transformatorului de stabilizare reprezintă produsul următoarelor funcții de transfer: a transformatorului la funcționarea pe sarcina activă $R_{II}$ și a circuitului echivalent de excitație al MEA cu cîmp transversal.

Plecînd de la cele expuse mai sus, MEA cu cîmp transversal cu transformator de stabilizare poate fi reprezentat ca un element oscilant, cuprinsă de o reacție externă sub formă de element aperiodic de gradul 2 (fig. 7.12).

Funcţia de transfer a MEA cu cîmp transversal cu transformator de stabilizare, conform schemei funcţionale (fig. 7.12) se obţine sub următoarea formă:

$$W_{etd0}(p)=$$
$$=\frac{k_{e0}(1+T_2p+T_1^2p^2)}{\frac{T_1^2}{\nu_0^2}p^4+\left(\frac{T_2}{\nu_0^2}+2\frac{h_0}{\nu_0}T_1^2\right)p^3+\left(\frac{1}{\nu_0^2}+T_1^2+2\frac{h_0}{\nu_0}T_2\right)p^2+\left(2\frac{h_0}{\nu_0}+T_2+k_{e0}k_{tdt}\right)p+1} \quad (7.63)$$

aci funcţia de transfer şi constantele de timp echivalente ale transformatorului de stabilizare sînt:

$$k_{tdt}=\frac{r_1w_r}{w_I}\delta\sqrt{\frac{T_IT_{II}}{R_IR_{II}}}; \quad T_1=\sqrt{T_IT_{II}(1-\delta^2)}; \quad T_2=T_I+T_{II}.$$

Caracteristicile de frecvenţă ale MEA cu cîmp transversal cu reacţie de stabilizare prin transformator, pot fi construite uşor

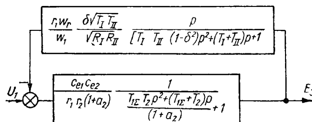



Fig. 7-12. Schema funcţională a MEA cu reacţie de stabilizare în circuitul căreia se utilizează un transformator de stabilizare.

plecînd de la schema funcţională, prin însumarea CLA şi CLF ale acesteia la mersul în gol cu CLA şi CLF ale funcţiei auxiliare:

$$W_{etd0}(j\omega)=W_{e0}(j\omega)\frac{1}{1+W_{e0}(j\omega)W_{tdR}(j\omega)}. \quad (7.64)$$

După caracteristicile logaritmice de frecvenţă (fig. 7.13), după cum s-a menţionat mai sus, se poate aprecia cel mai simplu influenţa diferiţilor parametri ai circuitului de stabilizare asupra stabilităţii MEA cu cîmp transversal. Deoarece însă stabilitatea

se apreciază după CLA și CLF ale sistemului în stare deschisă, pe graficul comun este suficient să se traseze CLA și CLF ale amplificatorului în stare deschisă și familia CLA și CLF ale

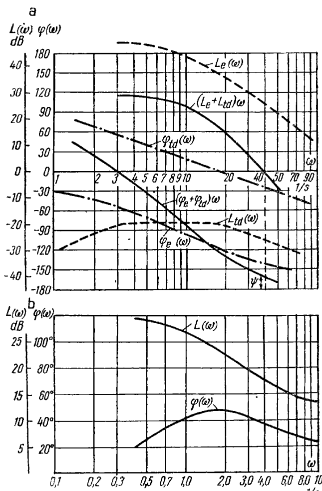



Fig. 7-13. Caracteristicile logaritmice de frecvență ale MEA cu cîmp transversal și ale transformatorului de stabilizare în circuit deschis *a* și închis *b*.

transformatorului de stabilizare pentru diferite valori ale întrefierului și rezistenței.

Datorită faptului că transformatorul de stabilizare are caracteristici de frecvență mult deosebite de caracteristicile de

frecvență ale unui element derivator ideal, o astfel de reacție poate uneori să determine autooscilații în MEA. Înlăturarea acestor fenomene se efectuează de obicei prin micsorarea constantelor de timp ale circuitului primar și secundar ale transformatorului de stabilizare. În acest caz, micșorarea constantelor de timp datorită introducerii unei rezistențe în serie în circuitele respective, mărește stabilitatea sistemului. Variația întrefierului transformatorului de stabilizare mărește de asemenea stabilitatea MEA cu cîmp transversal, însă într-o măsură mică (fig. 7.13).

Pierderea stabilității MEA cu cîmp transversal cu transformator de stabilizare poate avea loc fie datorită modificării parametrilor MEA sub acțiunea reacției de sarcină, fie datorită modificării constantei de timp totale a circuitelor de comandă, cînd acestea sînt conectate în schemă. De aceea, acordarea transformatorului de stabilizare al MEA cu cîmp transversal este rațional să se facă cînd circuitele tuturor înfășurărilor de comandă au fost conectate. În acest caz, la conectarea MEA în schemă se mențin condițiile de funcționare stabilă ale acesteia.

# VIII. MAŞINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL ÎN SCHEME SPECIALE ALE ACŢIONĂRII ELECTRICE AUTOMATIZATE

## 8.1. Maşina electrică amplificatoare cu cîmp transversal ca amplificator multiplicator în schemele de automatizare cu maşini electrice

În schemele de automatizare cu masini electrice pentru obţinerea unor caracteristici speciale ale acţionărilor, într-o serie de cazuri trebuie să existe posibilitatea de a realiza acţiuni de corectare nu numai sub formă de însumare cu un semnal de referinţă, ci şi sub formă de modificare a factorului de amplificare de tensiune al MEA, cu care se înmulţesc toate celelalte semnale. Pentru astfel de sisteme MEA cu cîmp transversal trebuie să permită nu numai însumarea, ci şi înmulţirea semnalelor.

Modificarea factorului de amplificare de tensiune al MEA sub influenţa unui semnal suplimentar de corecţie se realizează prin premagnetizarea suplimentară a jugului statoric prin circuitul înfăşurărilor pentru compensarea histerezei (fig. 8.1). Această premagnetizare suplimentară saturează circuitul magnetic în primul etaj nesaturat al MEA. Natural, că o astfel de premagnetizare suplimentară permite modificarea factorului de amplificare al MEA în limite restrînse, însă după cum a arătat experienţa, suficiente pentru o serie de scheme de automatizare cu maşini electrice. De obicei, cu ajutorul premagnetizării jugului se reuşeşte să se modifice factorul de amplificare al MEA cu 20—40%.

În cazul unei premagnetizări continue caracteristica MEA (fig. 8.2) se roteste parcă în jurul originii coordonatelor, deplasîndu se în zona factorilor de amplificare de tensiune mică. Panta caracteristicii primului etaj al MEA poate fi exprimată ca produsul dintre numărul de spire $w_1$ al înfăşurării de comandă, coeficientul $S_1$ şi coeficientul echivalent de permeabilitate magnetică $\mu_{1e}$, adică

$$C_{e1}=\mu_{1e}S_1w_1. \qquad (8.1)$$

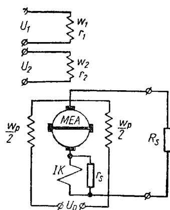



Fig 8-1. Schema MEA cu cîmp transversal cu înfășurări $w_p$ de compensare a histerezei pentru premagnetizarea jugului în curent continuu de la tensiunea $U_p$.

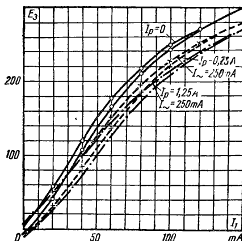



Fig. 8-2. Caracteristicile MEA pentru diferite valori ale premagnetizării jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei.

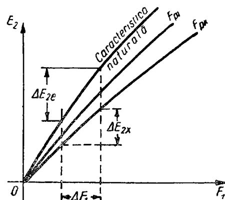



Fig. 8-3 Determinarea caracteristicii de variație a permeabilității magnetice echivalente a primului etaj al MEA.

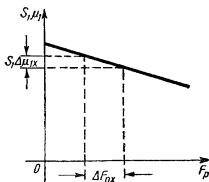



Fig. 8-4. Caracteristica de variație a permeabilității magnetice echivalente a primului etaj al MEA în funcție de tensiunea magnetomotoare de premagnetizare cu curent continuu a jugului.

Relația dintre coeficientul echivalent de permeabilitate magnetică și premagnetizarea jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei se poate determina ușor, după caracteristicile de mers în gol ale MEA pentru diferite tensiuni magnetomotoare ale înfășurărilor de premagnetizare (fig. 8.3). Punctele curbei căutate se determină cu raportul, luat pentru diferite tensiuni magnetomotoare constante ale înfășurărilor de premagnetizare

$$\mu_{1x} S_1 = \frac{\Delta E_2}{\Delta I_1 w_1}. \tag{8.2}$$

Această relație (fig. 8.4), în general vorbind, are un caracter curbiliniu, determinat de caracteristica magnetică a MEA în zona de saturație. Dar în limitele arătate mai sus de modificare a factorului de amplificare al MEA aceasta poate fi considerată liniară și se poate considera că pentru valoarea dată a tensiunii magnetomotoare de premagnetizare a jugului coeficientul echivalent de permeabilitate magnetică al primului etaj al MEA, se determină din ecuația

$$\mu_{1x} = \mu_{1e} - \Delta\mu_{1x}. \tag{8.3}$$

Valoarea $\Delta\mu_{1x}$ la rîndul ei, este caracterizată de coeficientul corespunzător de variație a permeabilității magnetice $k_{1\mu}$ :

$$S_1 \Delta\mu_{1x} = k_{1\mu} F_{px}. \tag{8.4}$$

Acest coeficient se determină din diagrama reprezentată în fig. 8.4 ca raportul dintre variația permeabilității magnetice a primului etaj al MEA și variația corespunzătoare a tensiunii magnetomotoare de premagnetizare, adică

$$k_{1\mu} = \frac{S_1 \Delta\mu_{1x}}{\Delta F_{px}} = \frac{\left(\frac{\Delta E_2 - \Delta E_{2x}}{\Delta I_1 w_1}\right)}{\Delta I_{px} w_p}. \tag{8.5}$$

Astfel, influența premagnetizării jugului asupra caracteristicilor MEA cu cîmp transversal, poate fi considerată ca o variație a pantei caracteristicii primului etaj al MEA, sub acțiunea diferenței unei tensiuni magnetomotoare longitudinale a jugului, echivalentă acțiunii circuitelor de comandă, și tensiunea magnetomotoare de premagnetizare prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei.

După cum se vede din fig. 8.5, schema funcțională a MEA cu premagnetizarea jugului, se deosebește de schema funcțională a MEA fără premagnetizare (fig. 5.9), prin aceea că elementul

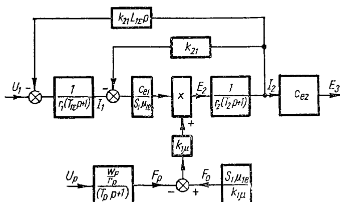



Fig. 8-5. Schema funcțională a MEA cu premagnetizarea jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei.

pantei caracteristicii primului etaj al MEA, $c_{e1}$, se completează cu un element cu ajutorul căruia se înmulțește numărul de spire al înfășurării de comandă a MEA

$$\left(w_1 = \frac{c_{e1}}{S_1\mu_{1e}}\right)$$

cu coeficienții $\mu_{1x}$ si $S_1$.

Efectuînd transformările schemei funcționale (fig. 8.5) și căutînd funcția de transfer a MEA cu premagnetizarea jugului, se obține următoarea expresie a factorului de amplificare de tensiune:

$$k_{eox} = \frac{c_{e1}\,c_{e2}\left(1 - \frac{k_{1\mu}I_{px}\,w_p}{S_1\,\mu_{1e}}\right)}{r_1\,r_2\,(1+\alpha_2)} = k_{eo} - k_{eo}\,k_{ep}\,; \qquad (8.6)$$

de unde pentru tensiunea de ieșire a MEA cu premagnetizare se obține

$$E_3(p) = \frac{k_{eo}}{\left(\frac{p^2}{\nu_0^2} + 2\frac{h_0}{\nu_0}p + 1\right)}U_1(p) - \frac{k_{eo}\left(\frac{k_{1\mu}\,w_p}{S_1\,\mu_{1e}\,r_p}\right)}{\left(\frac{p^2}{\nu_0^2} + 2\frac{h_0}{\nu_0}p + 1\right)(T_p\,p+1)}\cdot U_1(p)\,U_p(p). \qquad (8.7)$$

Prin urmare, tensiunea de ieșire a MEA cu cîmp transversal cu premagnetizarea în curent continuu a jugului are două componente: una proporțională cu tensiunea de acționare $U_1(p)$, și cealaltă, proporțională cu produsul dintre tensiunea de acționare si tensiunea de premagnetizare $U_1(p) \cdot U_p(p)$. În baza expresiei (8.7) schema funcțională transformată a MEA cu premagnetizare poate fi reprezentată ca în fig. 8.6.

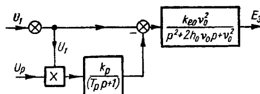



Fig. 8-6. Schema funcțională transformată a MEA cu comanda premagnetizării jugului prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei.

Lipsa de cuplaj a fluxurilor magnetice de premagnetizare și a fluxurilor de lucru permite legarea electrică a circuitului de premagnetizare cu oricare parametru de lucru al MEA, fără a deranja prin aceasta schema funcțională generală a acesteia. Deoarece una din componentele tensiunii de ieșire este proporțională cu produsul dintre semnalul de comandă și cel de premagnetizare, printr-o conectare corespunzătoare a înfășurărilor de premagnetizare se pot obține cele mai variate caracteristici neliniare ale MEA. De exemplu, simpla conectare a circuitului de premagnetizare ca o reacție negativă rigidă a tensiunii de ieșire a MEA, duce la următoarea relație dintre tensiunile acesteia:

$$E_3 = \frac{k_{eo} U_1}{1+k_{eo} k_p U_1} + \frac{k_{eo} U_1}{1+k_{eo} \beta}; \tag{8.8}$$

în care factorul de reacție este o mărime variabilă care variază proporțional cu variația semnalului de comandă $U_1$:

$$\beta = k_p U_1. \tag{8.9}$$

Datorită creșterii factorului de reacție $\beta$, o dată cu creșterea semnalului de comandă caracteristica liniară a MEA cu cîmp transversal devine neliniară.

Un deosebit interes pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice o prezintă caracteristicile MEA cu limitarea creșterii tensiunii acesteia (fig. 8.7, *a*) și caracteristicile cu creșterea patratică a tensiunii (fig. 8.7, *b*).

Primul tip de caracteristici este necesar pentru schemele de forțare a proceselor tranzitorii din schemele de acționare elec-

trică automatizată în curent continuu. În aceste scheme scăderea treptată a semnalului de acționare al reacției neliniare al forțării determină mai întîi o creștere oarecare a tensiunii MEA, care trebuie să scadă sensibil sub acțiunea reacției puternice de limitare a forțării pînă la o valoare corespunzătoare mișcării permanente a acționării.

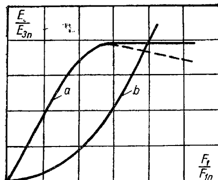



Fig. 8-7. Caracteristicile neliniare tip ale amplificatoarelor, necesare pentru sistemele de automatizare cu mașini electrice:

*a* — caracteristică cu limitarea creșterii tensiunii pentru semnale mari de comandă; *b* — caracteristică cu micșorarea amplificării în zona semnalelor de comandă mici.

Al doilea tip de caracteristici este necesar pentru schemele de forțare a proceselor tranzitorii din sistemele de urmărire. În aceste scheme forțarea se realizează prin modificarea atenuării sistemului astfel încît acesta începe să funcționeze tinzînd cu o viteză crescîndă spre regimul oscilatoriu. Însă în apropierea poziției de concordanță a axei de comandă și a celei de execuție, în prima perioadă atenuarea crește automat și sistemul fără oscilații cu o viteză crescută atinge poziția de concordanță. Modificarea atenuării din sistemul de urmărire poate fi realizată cel mai bine prin varierea factorului de amplificare al MEA de la o valoare maximă corespunzătoare semnalului maxim de abatere pînă la o valoare minimă cînd sistemul se apropie de poziția de concordanță.

Caracteristicile descrise ale schemelor tip de automatizare cu mașini electrice pot fi obținute la MEA cu premagnetizare prin conectarea circuitului înfășurărilor de premganetizare, ca o reacție de limitare superioară (reacție blocată) în primul caz și ca un circuit de limitare inferioară (reacție limitată) în cel de-al doilea caz (fig. 8.8).

În schema MEA cu premagnetizare de la circuitul reacției de limitare superioară a tensiunii de ieșire (fig. 8.8, *a*) în gama de variație a semnalului de comandă de la 0 la tensiunea de comparație MEA funcționează pe caracteristicile naturale, deoarece prin circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei nu trece curent, adică pentru $U_1 < U'_{comp}$

$$E_3 = k_{eo} U_1. \tag{8.10}$$

Dacă tensiunea MEA depăşeşte tensiunea de comparaţie, prin circuitul înfăşurărilor de compensare a histerezei începe să treacă curentul de premagnetizare. În acest caz factorul echivalent de

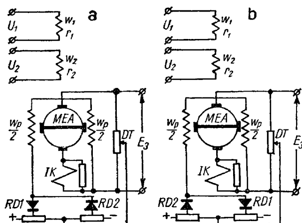



Fig. 8-8. Schema de conectare a premagnetizării MEA cu cîmp transversal pentru obţinerea caracteristicilor de formă specială :

*a* — cu micşorarea factorului de amplificare pentru semnale de comandă mari; *b* — idem, pentru semnale de comandă mici.

amplificare al MEA scade, şi tensiunea sa de ieşire se micşorează, adică pentru : $U_1 > U_{comp}$

$$E_3 = k_{eo} U_1 \frac{(1 + k_p U_{comp})}{(1 + k_{eo} k_p U_1)} . \qquad (8.11)$$

În fig. 8.9, *a* este reprezentată caracteristica exprimată a MEA cu premagnetizare blocată în circuitul înfăşurărilor de compensare a histerezei. Această caracteristică este foarte apropiată de cea necesară şi MEA cu astfel de conectare a circuitului înfăşurărilor de premagnetizare pot fi folosite cu succes în schemele de automatizare cu maşini electrice pentru forţarea proceselor tranzitorii în schema G-M de curent continuu sau pentru obţinerea caracteristicilor cu cuplu de sarcină limitat.

În schema MEA cu premagnetizare de la circuitul reacţiei neliniare (cu acţiune limitată) după tensiunea de ieşire (fig. 8.8, *b*) în gama de variaţie a acesteia de la 0 pînă la tensiunea de comparaţie, premagnetizarea MEA variază de la maximum la zero. În acest caz factorul echivalent de amplificare al MEA cu premagnetizare variază de la minimum pînă la valoarea naturală.

Într-adevăr, pentru $E_3 < U_{comp}$ pentru valoarea staționară a tensiunii de ieșire a MEA este valabilă următoarea expresie:

$$E_2 = k_{eo} U_1 \frac{(1-k_p U_{comp})}{(1-k_{eo} k_p U_1)}. \quad (8.12)$$

În fig. 8.9, *b* sînt reprezentate caracteristicile experimentale ale MEA cu cîmp transversal cu premagnetizare limitată în circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei. Aceste caracteristici corespund de asemenea suficient de bine necesităților, și MEA cu premagnetizare limitată pot fi folosite pentru forțarea sistemelor electrice de urmărire, în curent continuu.

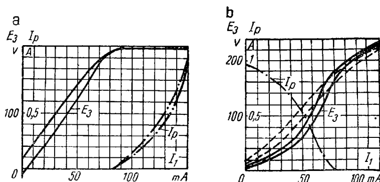



Fig. 8-9. Caracteristicile experimentale ale MEA cu cîmp transversal cu premagnetizare funcțională în circuitul înfășurărilor de compensare a histerezei:

*a* — cu premagnetizare blocată; *b* — cu premagnetizare limitată; $E_{30}$ — caracteristica naturală; $E_3$ — caracteristica cu premagnetizare suplimentară; $I_p$ — caracteristica premagnetizării

Astfel, utilizarea înfășurărilor de compensare a histerezei pentru premagnetizarea jugului la MEA cu cîmp transversal, datorită efectului multiplicator care apare, dă posibilitatea de a o utiliza ca o mașină electrică amplificatoare cu funcție specială în diferite scheme speciale de automatizare cu mașini electrice.

## 8.2. Mașina electrică amplificatoare cu cîmp transversal în sistemele de acționare reglabilă în curent alternativ cu comanda prin frecvență

Sistemele de acționare reglabilă în curent alternativ cu comanda prin frecvență prevăd folosirea motoarelor electrice asincrone cu rotorul în scurtcircuit, alimentate cu o tensiune variabilă ca amplitudine și frecvență de la un convertizor de frecvență

separat. Astfel, la baza acționării reglabile în curent alternativ stă sistemul: convertizor de frecvență-motor asincron (CF-MA).

În ultimul timp se fabrică cu succes convertizoare de frecvență cu triode semiconductoare. Acestea permit obținerea unor tensiuni cu frecvența variabilă, cu amplitudine constantă, fiind comandate simplu, sau o tensiune cu frecvență și amplitudine variabilă, cu comandă legată (prin două canale — de tensiune și de frecvență).

Convertizoarele de frecvență cu semiconductoare permit realizarea unor randamente ridicate. La sistemele de acționare reglabilă în curent alternativ cu comandă prin frecvență, însă din cauza dificultăților tehnice de fabricare a unor triode semiconductoare de putere, puterea acestor sisteme nu depășește 1 kW.

Pentru lărgirea gamei de puteri ale sistemului de acționare reglabilă cu convertizoare cu semiconductoare, acestea se pun în cascadă cu mașini electrice amplificatoare de putere, intermediare, de curent alternativ. În acest caz, la ieșirea mașinii electrice amplificatoare, pentru păstrarea capacității de suprasarcină și a indicilor energetici înalți ($\cos\varphi$ și randamentul) ai motorului asincron, tensiunea și frecvența curentului alternativ trebuie să satisfacă următoarea relație:

$$\frac{U_x}{U_n} = \frac{f_x}{f_n}\sqrt{\frac{M_{sx}}{M_{sn}}}. \qquad (8.13)$$

În cazul unui cuplu de sarcină static constant această relație se simplifică:

$$\frac{U_x}{f_x} = \frac{U_n}{f_n} = \text{const.} \qquad (8.14)$$

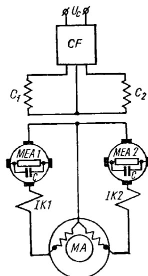


Fig. 8-10. Schema acționării reglabile bifazate în curent alternativ avînd MEA ca amplificator de putere de curent alternativ.

La acționările electrice reglabile de curent alternativ de putere medie (10—15 kW) este posibilă utilizarea ca mașină electrică amplificatoare de curent alternativ a MEA standardizate cu circuit de rezonanță în circuitul transversal. Deoarece în sistemele de acționare reglabilă în curent alternativ MEA standardizate pot fi utilizate doar ca amplificatoare de putere monofazate, aceste sisteme fiind bifazate trebuie să fie compuse din două MEA (fig. 8.10).

La funcţionarea în regim de amplificator de putere de curent alternativ, datorită creşterii puternice a reactanţelor inductive ale circuitului transversal şi ale circuitului de comandă o dată cu creşterea frecvenţei curentului alternativ, maşina electrică

Fig. 8-11. Caracteristica MEA cu cîmp transversal de 2,5 kW la funcţionarea ca amplificator de putere în curent alternativ.

amplificatoare se caracterizează printr-o frecvenţă mică de trecere, adică printr-o frecvenţă în limitele căreia factorul de amplificare de tensiune rămîne aproximativ constant.

În fig. 8.11 este reprezentată caracteristica tip a MEA cu cîmp transversal la funcţionarea ca amplificator de putere de curent alternativ pe o sarcină activă, fiind excitată cu o tensiune cu frecvenţă variabilă, şi amplitudine constantă. După cum se vede din figură, MEA standardizată cu cîmp transversal cu schema de conectare normală poate fi utilizată ca amplificator de putere de curent alternativ numai în domeniul frecvenţelor joase, care nu depăşeşte 5 Hz.

Pentru lărgirea domeniului de trecere a frecvenţelor, MEA standardizată se prevede de obicei cu un circuit de rezonanţă în circuitul transversal, care constă dintr-o capacitate şi o rezistenţă legate în paralel (fig. 8.12). Conectarea capacităţii în circuitul transversal al MEA permite lărgirea domeniului de trecere a frecvenţelor şi obţinerea unei caracteristici de variaţie a tensiunii de

cea necesară ($U/f$=const.), la amplitudinea constantă a tensiunii de intrare și frecvență variabilă.

Valoarea capacității care se conectează în circuitul transversal al MEA se alege din condiția rezonanței de curent la frecvența nominală a motorului de acționare:

$$C_2 \approx \frac{1}{(2\pi f_n)^2 L_2}. \tag{8.15}$$

La funcționarea în curent alternativ, parametrii circuitelor MEA cu cîmp transversal sînt influențate puternic de pierderile în fierul circuitului magnetic. Aceste pierderi determină o oarecare rămînere în urmă a fluxului magne-

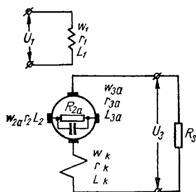



Fig. 8-12. Schema MEA cu circuit de rezonanță în circuitul transversal.

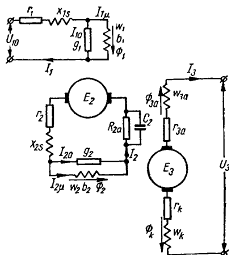



Fig. 8-13. Schema echivalentă a MEA la funcționarea în curent alternativ.

tic față de curentul de excitație, care poate fi luată în considerație prin introducerea în paralel cu înfășurările MEA a unor circuite de șuntare cu rezistențe, determinate de valorile pierderilor în fier. Datorită acestui fapt la funcționarea în curent alternativ schema echivalentă a MEA se deosebește de schema analogă în cazul funcționării în curent continuu (fig. 8.13).

Etajele de amplificare ale MEA cu cîmp transversal ce funcționează în curent alternativ pot fi privite ca bobine obișnuite cu miez de fier, al căror circuit magnetic are un interfier. În lipsa fluxurilor de scăpări, a pierderilor în cupru și a pierderilor active

în fier, tensiunea aplicată bobinei este echilibrată de tensiunea contraelectromotoare a acesteia :

$$U_{0x}=4k_f fk_o w_x \Phi 10^{-8}=4k_f fk_o w_x \frac{F_x}{R_\mu} 10^{-8}, \qquad (8.16)$$

unde $F_x=k_o w_x I_{\mu x}$.

Puterea aparentă $S_0$ a unei astfel de bobine este egală cu puterea sa reactivă $Q_0$, iar susceptanta este determinată de relația :

$$b_x=\frac{S}{U_{0x}^2}=\frac{I_\mu}{U_{0x}}=\frac{F_x}{k_0 w_x U_{0x}}. \qquad (8.17)$$

Avînd în vedere pierderile în fier, puterea bobinei de reactanță fără scăpări se obține din relația :

$$S=U_o I_o=\sqrt{P_o^2+Q_o^2}, \qquad (8.18)$$

iar conductanța $g_x$ a rezistenței echivalente de șuntare, corespunzătoare pierderilor în fierul miezului bobinei, se determină din ecuația :

$$g_x=\frac{P_o}{U_o^2}=\frac{I_a}{U_o}. \qquad (8.19)$$

Dacă se introduce factorul de pierderi .

$$k_\mu=\frac{P_o}{Q_o}, \qquad (8.20)$$

conductanța și susceptanța bobinei sînt legate între ele prin relația :

$$g_x=k_\mu b_x. \qquad (8.21)$$

În mod analog pentru MEA cu cîmp transversal ce funcționează în curent alternativ pot fi scrise relațiile corespunzătoare : pentru circuitul înfășurării de comandă

$$\left.\begin{aligned} I_{\mu 1}&=\frac{F_1}{\sqrt{2}\,k_{o1} w_1}; \\ I_1&=I_{\mu 1}\sqrt{1+k_{1\mu}^2}; \end{aligned}\right\} \qquad (8.22)$$

$$\left.\begin{aligned} b_{o1}&=\frac{I_{\mu 1}}{U_{o1}}; \\ g_{o1}&=k_{1\mu}\cdot b_{o1}=\frac{\sum P_{Fe1}}{U_{o1}^2}; \end{aligned}\right\} \qquad (8.23)$$

pentru circuitul transversal

$$\left.\begin{aligned} I_{\mu 2} &= \frac{F_2}{\sqrt{2}\, k_{o2} w_{2a}}; \\ I_2 &= I_{\mu 2}\sqrt{1+k_{2\mu}^2}; \\ b_{o2} &= \frac{I_{\mu 2}}{U_{o2}}; \\ g_{o2} &= k_{2\mu}\cdot b_{o2} = \frac{\sum P_{Fe2}}{U_{o2}^2}; \end{aligned}\right\} \tag{8.24}$$

pentru circuitul longitudinal se presupune că $w_{3a}=w_k$ și în cazul cînd înfășurarea de compensație este realizată precis $\Phi_{as}=\Phi_k$. În acest caz circuitul longitudinal al MEA este caracterizat numai prin reactanța de scăpări :

$$X_3 = X_{s3a}+X_{sk}, \tag{8.25}$$

și prin rezistența :

$$r_3 = r_{3a}+r_k. \tag{8.26}$$

Efectuînd transformările echivalente (fig. 8.13) se găsesc următoarele expresii ale rezistențelor și reactanțelor echivalente ale circuitelor MEA cu cîmp transversal :

$$r_{1e}=r_1+\frac{g_{o1}}{g_{o1}^2+b_{o1}^2}; \tag{8.27}$$

$$X_{1e}=X_{s1}+\frac{b_{o1}}{g_{o1}^2+b_{o1}^2}; \tag{8.28}$$

$$r_{2e}=r_2+\frac{g_{o2}}{g_{o2}^2+b_{o2}^2}+\frac{R_{2a}}{1+(2\pi fC_2)^2 R_{2a}^2}; \tag{8.29}$$

$$X_{2e}=X_{s2}+\frac{b_{o2}}{g_{o2}^2+b_{o2}^2}-\frac{2\pi fC_2 R_{2a}^2}{1+(2\pi fC_2)^2 R_{2a}^2}. \tag{8.30}$$

Plecînd de la aceste ecuații, condiția mai precisă pentru rezonanța în circuitul transversal, la frecvență nominală dată, se obține sub forma :

$$\frac{2\pi f_n C_2 R_{2a}^2}{1+(2\pi f_n C_2)^2 R_{2a}^2}=X_{s2}+\frac{b_{o2}}{g_{o2}^2+b_{o2}^2}. \tag{8.31}$$

Factorul de amplificare de putere al MEA ce funcționează în curent alternativ cu circuit oscilant de rezonanță în circuitul transversal, se determină ca produsul dintre factorul de amplitudine al primului etaj cu al celui de-al doilea etaj.

Factorul de amplificare al primului etaj al MEA funcționînd în curent alternativ, se calculează cu formula

$$K_{e1}=\frac{E_2 I_2}{U_1 I_1}=\frac{C_{e1}^2 I_1^2/r_{2e}}{I_1^2\sqrt{r_{1e}^2+X_{1e}^2}}=\frac{C_{e1}^2}{r_{2e}\sqrt{r_{1e}^2+X_{1e}^2}}. \qquad (8.32)$$

În mod corespunzător factorul de amplificare al celui de-al doilea etaj al MEA se determină prin ecuația:

$$K_{e2}=\frac{U_{3s} I_{3s}}{E_2 I_2}=\frac{C_{e2}^2 I_2^2 \dfrac{Z_s}{(Z_3+Z_s)^2}}{I_2^2 r_{2e}}=\frac{C_{e2}^2\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{Z_3}{Z_s}\right)^2}}{r_{2e} Z_s}. \qquad (8.33)$$

Factorul de amplificare de putere total al MEA pentru frecvența de rezonanță, se obține prin urmare sub forma:

$$K_{e\sim}=\frac{C_{e1}^2 C_{e2}^2\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{Z_3}{Z_s}\right)^2}}{Z_{1e} r_{2e}^2 Z_s}. \qquad (8.34)$$

Dacă se micșorează frecvența, factorul de amplificare de putere al MEA crește datorită micșorării puterii reactive de excitație, iar cînd frecvența este egală cu zero, acesta capătă valoarea:

$$K_e=\frac{C_{e1}^2 C_{e2}^2\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{r_2}{r_s}\right)^2}}{r_1 r_2^2 r_s}. \qquad (8.35)$$

Factorii de amplificare de putere ai MEA redați mai sus nu iau în considerație reacțiile interne ale curentului circuitului transversal și ale curentului de sarcină. De aceea, factorii de amplificare de putere reali vor fi totdeauna ceva mai mici decît valorile calculate după formulele indicate mai sus.

Micșorarea factorului de amplificare de putere al MEA la funcționarea în curent alternativ, după cum se vede din ecuațiile

parametrilor circuitelor depinde în mare măsură de valoarea pierderilor din fierul circuitului magnetic, atît datorită fluxului longitudinal cît și celui transversal. Valoarea acestor pierderi se caracterizează prin factorul de pierderi. Pentru funcționarea la frecvența de 50 Hz MEA standardizate cu cîmp transversal de putere medie au valorile :

$$k_{1\mu}=1,4-0,25 \quad \text{și} \quad k_{2\mu}=0,7-0,15.$$

În mod corespunzător variația valorilor parametrilor circuitelor MEA cu cîmp transversal datorită pierderilor în fier se obține în limitele următoare :

$$\frac{r_{1e}}{R_1}=16-10; \quad \frac{X_{1e}}{X_1}=0,45-0,95;$$

$$\frac{r_{2e}}{R_2}=28-9,0; \quad \frac{X_{2e}}{X_{2\mu}}=0,68-0,98,$$

Ca rezultat factorii de amplificare de putere pentru primul și al doilea etaj și pentru întreaga MEA de putere mijlocie cu circuit de rezonanță în circuitul transversal se obțin în următoarele limite :

$$K_{e1}=1,3-8,5; \quad K_{e2}=19-42; \quad K_{e\sim}=25-350.$$

Limita inferioară a valorilor factorilor de amplificare de putere se referă la MEA cu circuitul magnetic confecționat dintr-un oțel cu pierderi relativ mari. Evident că pentru utilizarea eficientă a MEA cu cîmp transversal ca amplificator de putere de curent alternativ, circuitul magnetic al acesteia trebuie confecționat din oțel pentru înaltă frecvență pentru ca factorul puterii de pierderi să nu depășească 0,25 în axa longitudinală sau în cea transversală. Avînd în vedere reacțiile interne, la utilizarea MEA standardizate ca amplificatoare de putere în sistemele de curent alternativ, factorul de amplificare al puterii poate fi considerat egal cu 100. Caracteristicile de mers în gol al diferitelor MEA de același tip și execuție în cazul compensării capacitive a inductanței circuitului transversal se deosebesc între ele (fig. 8.14). Aceasta se explică prin dependența parametrilor MEA atît de materialele magnetice utilizate cît și de tehnologia confecționării acestora. De aceea, la compunerea sistemelor bifazate de acționare comandate cu frecvență trebuie alese MEA cu carac-

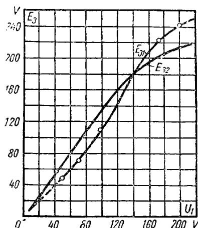



Fig. 8-14. Caracteristicile experimentale ale MEA cu compensare capacitivă a inductanței circuitului transversal pentru frecvența de rezonanță de 50 Hz.

teristici identice. Ajustarea precisă a caracteristicilor MEA identice se face de obicei prin reglarea circuitelor transversale ale acestora.

Pentru adaptarea precisă a caracteristicilor MEA în sistemele bifazate este rațional să se utilizeze reacțiile de corecție în circuitele semnalelor de acționare ale MEA — la prima o reacție după tensiunea de ieșire a celei de-a doua MEA, iar la cea de-a doua — după tensiunea de ieșire a primei MEA.

Utilizarea circuitelor de rezonanță în circuitul transversal al MEA pentru lărgirea frecvențelor de trecere și obținerea factorilor de amplificare de tensiune necesari în cazul funcționării în curent alternativ, asigură și variația necesară a tensiunii de ieșire cînd variază frecvența tensiunii de excitație. Într-adevăr, factorul de amplificare de tensiune al MEA cu cîmp transversal la funcționarea în curent alternativ se determină cu formula .

$$K_{eo\sim}=$$

$$=\frac{C_{e1}C_{e2}}{\left(\sqrt{r_{1e}^2+X_{1e}^2}\right)\sqrt{r_{2e}^2+\left[\left(\frac{2\pi f_n C_2 R_{a2}^2}{1+(2\pi f_n C_2)^2 R_{a2}^2}\right)\left(1-\left(\frac{f}{f_n}\right)\frac{1+(2\pi f_n C_2)^2 R_{a2}^2}{1+(2\pi f_n C_2)^2 R_{a2}^2}\right)\right]^2}} \tag{8.36}$$

sau aproximativ:

$$K_{eo\sim}=\frac{C_{e1}C_{e2}}{\sqrt{r_{1e}^2+X_{1e}^2}\sqrt{r_{2e}^2+X_{2ec}^2\left(\frac{f_n}{f_x}-1\right)^2}}. \tag{8.37}$$

Astfel, datorită creșterii impedanței circuitului transversal de la $z_2=r_{2e}$ pînă la $z_2=\sqrt{r_{2e}^2+X_{2ec}^2\left(\frac{f_n}{f_x}-1\right)^2}$ factorul de amplificare de tensiune al MEA scade cînd se micșorează frecvența tensiunii de excitație. Datorită acestui fapt caracteristicile tensiunii de ieșire a MEA cu circuit de rezonanță în circuitul transversal

cînd excitația se face cu o tensiune alternativă cu amplitudine constantă și frecvență variabilă, au forma unor curbe crescătoare (fig. 8.15). Aceste curbe pot fi astfel alese încît MEA cu circuit de rezonanță să aibă caracteristica de variație a tensiunii de ieșire în funcție de frecvență, apropiată de cea necesară ($U/f$=const) la amplitudinea constantă a tensiunii de excitație.

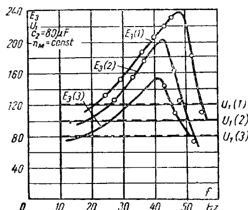



Fig 8-15. Caracteristicile experimentale ale MEA de 4,5 kW cu circuit de rezonanță în circuitul transversal pentru diferite valori ale amplitudinii tensiunii de excitație de frecvență variabilă.

După cum au arătat cercetările, cea mai bună apropiere a caracteristicii de frecvență a MEA către cea necesară se realizează printr-un circuit de rezonanță mai complicat introdus în circuitul transversal.

În fig. 8.16 sînt reprezentate caracteristicile MEA de putere mijlocie cu circuit de rezonanță în circuitul transversal sub formă de capacitate și rezistență legate în paralel. În acest caz, legea $U/f$=const se menține automat cu o abatere neglijabilă de la caracteristica optimă care nu depășește 10—15% $U_n$.

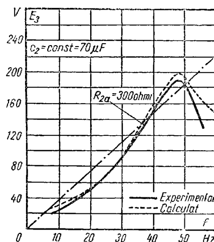



Fig. 8-16. Caracteristicile experimentale ale MEA de 4,5 kW cu condensatoare șuntate în circuitul de rezonanță din circuitul transversal.

Astfel MEA cu circuit de rezonanță în circuitul transversal pot fi utilizate în sistemele de acționare reglabilă, comandată cu frecvență, ca amplificatoare de putere. Împreună cu MEA cu cîmp transversal pot fi utilizate cele mai simple convertizoare de frecvență avînd elementele semiconductoare, care funcționează cu amplitudinea constantă determinată de valoarea semnalului de acționare.

## 8.3. Maşina electrică amplificatoare cu cîmp transversal în schemele generatoarelor parametrice de joasă frecvenţă

Generatoarele parametrice cu MEA cu cîmp transversal se utilizează pe scară largă la studiul caracteristicilor de frecvenţă a diferitelor sisteme electromecanice. Aceste generatoare constau de obicei din circuite oscilante şi din reacţii prin amplificatoare, care compensează pierderile de energie şi întreţin oscilaţii neamortizate (fig. 8.17).

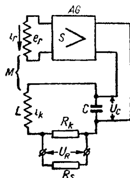



Fig. 8-17. Schema de principiu a generatorului parametric cu circuit oscilant.

Pentru obţinerea oscilaţiilor neamortizate în medie pe o perioadă circuitul oscilant trebuie să primească de la amplificator cantitatea de energie care se consumă în acest circuit, adică

$$i_k^2\left(\frac{R_kR_s}{R_k+R_s}\right)=i_re_r\,, \tag{8.38}$$

de unde t.e.m. $e_r$ a reacţiei trebuie să fie egală cu căderea de tensiune de pe reactanţa inductivă a circuitului oscilant:

$$e_r=i_k\left(\frac{R_kR_s}{R_k+R_s}\right).$$

Frecvenţa curentului alternativ la generatorul parametric este determinată de frecvenţa circuitului oscilant

$$f=\frac{w}{2\pi}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \tag{8.39}$$

Presupunînd că curentul în circuitul oscilant este

$$i_k=I_{mk}\cos\omega t.$$

tensiunea la bornele condensatorului va fi

$$U_c=\frac{I_{mk}}{\omega C}\sin\omega t.$$

Curentul în circuitul de reacţie cînd amplificatorul fără inerţie al generatorului $AG$ are panta $S$ a caracteristicii, se determină cu ecuaţia :

$$i_r=\left(\frac{I_{mk}}{\omega C}S\right)\sin\omega t=I_{mr}\sin\omega t, \tag{8.40}$$

de unde t.e.m. creată de circuitul oscilant se obține:

$$e_r = M\omega I_{mr} \cos \omega t,$$

sau

$$e_r = \left(\frac{MSI_{mk}}{C}\right) \cos \omega t. \qquad (8.41)$$

Deoarece pentru întreținerea oscilațiilor neamortizate t.e.m. din circuitul de reacție trebuie să corespundă căderii de tensiune pe rezistența circuitului, condiția de funcționare a generatorului parametric este:

$$U_R - e_r = 0 \qquad (8.42)$$

însă

$$U_R - e_r = \left(R = \frac{MS}{C}\right) I_{mk} \cos \omega t,$$

de unde

$$R - \frac{MS}{C} = 0. \qquad (8.43)$$

Valoarea reacției pentru care începe să se îndeplinească condiția (8.43) se numește *critică* și se caracterizează prin *coeficientul critic de inductanță mutuală*.

$$M_{cr} = \frac{RC}{S}. \qquad (8.44)$$

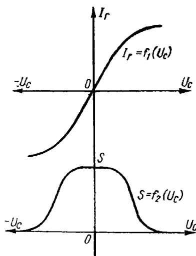



Fig. 8-18. Caracteristicile tip ale amplificatorului generatorului parametric.

Condiția (8.43) practic uneori nu este îndeplinită datorită faptului că panta $S$ a caracteristicii amplificatorului generatorului nu este constantă. De aceea funcționarea generatorului parametric se caracterizează de obicei prin valoarea rezistenței echivalente, a circuitului de reacție, determinată prin relația:

$$r = \left(R - \frac{MS}{C}\right). \qquad (8.45)$$

Variația pantei amplificatorului în funcție de tensiunea de intrare se obține ușor grafic prin derivarea caracteristicii de curent a acestuia (fig. 8.18).

Cu ajutorul relației $S = f(U_C)$ se poate aprecia ușor funcționarea generatorului pentru valoarea dată a rezistenței echivalente a circuitului. Pentru aceasta pe un grafic separat (fig. 8.19, *a*)

se trasează după caracteristica pantei, funcțiile $MS/C = f_2\ (U_C)$. Scăzînd din ultima caracteristică prima se obține variația rezistenței echivalente a circuitului oscilant în funcție de tensiunea la intrarea amplificatorului generatorului (fig. 8.19,*b*). Acum se vede ușor că atît timp cît rezistența echivalentă este negativă (de la $-U_2$ la $+U_2$) energia care intră în circuitul oscilant datorită reacției depășește pierderile și oscilațiile cresc. În punctele $+U_2$ și $-U_2$ rezistența echivalentă $r$ devine egală cu 0, însă amplitudinea oscilațiilor va mai crește puțin, deoarece în domeniul de la 0 la $\pm U_2$ energia care intră în circuitul oscilant depășește pierderile din acest circuit. Amplitudinea staționară a oscilațiilor din circuitul oscilant, va fi astfel în zona valorilor pozitive ale rezistenței echivalente $r$, de exemplu în punctele $+U_3$ și $-U_3$. În acest caz, o parte din energia suplimentară, acumulată în circuit, în domeniul în care $r$ este negativ, va servi la compensarea pierderilor din circuit în domeniul în care $r$ este pozitiv.

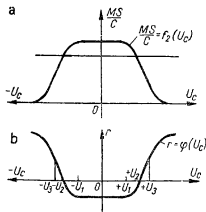



Fig 8-19. Caracteristicile generatorului parametric:

*a* — caracteristica reacției (*MS/C*) și a rezistenței (*R*) a circuitului oscilant; *b* — caracteristica rezistenței echivalente a circuitului oscilant al generatorului.

Este evident că pentru oscilațiile staționare ale generatorului corespunde un punct al caracteristicii rezistenței echivalente a circuitului oscilant în care valoarea echivalentă medie a rezistenței pe o perioadă de oscilație este egală cu zero. Deoarece oscilațiile în generatorul parametric nu corespund oscilațiilor din circuitul fără pierderi, ci constau din segmente de sinusoide crescătoare (în zona în care $r$ este negativ) și amortizate (în zona în care $r$ este pozitiv), iar frecvența oscilațiilor generatorului parametric se va deosebi totdeauna întrucîtva de frecvența proprie a circuitului oscilant.

Pentru asigurarea condițiilor optime de funcționare a generatorului parametric, amplitudinea staționară a oscilațiilor tensiunii la intrarea amplificatorului $AG$ trebuie să fie relativ mică, pentru ca în limita posibilităților să fie utilizată partea liniară a caracteristicii amplificatorului și în afară de aceasta, însăși circuitul oscilant al generatorului să aibă un factor de calitate mare.

adică să aibă o rezistență $R$ mică a circuitului. Variația frecvenței oscilațiilor generatorului parametric se realizează prin variația parametrilor circuitului oscilant.

Generatoarele parametrice cu MEA pentru studiul caracteristicilor de frecvență ale sistemelor electromecanice, funcționează de obicei în domeniul de frecvențe pînă la 10—15 Hz, și constau din MEA cu cîmp transversal standardizate și din transformatoare de legătură. La instalațiile cu generatoare parametrice MEA îndeplinesc concomitent funcțiile de circuit oscilant electromecanic, și de amplificator al semnalelor de reacție.

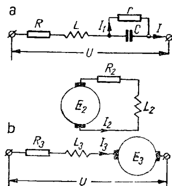


Fig. 8-20. Schema echivalentă a MEA ca circuit oscilant:

*a* — circuit oscilant avînd condensator cu pierderi; *b* — schema echivalentă a circuitului longitudinal al MEA.

Pentru clarificarea proprietăților MEA cu cîmp transversal ca circuit oscilant electromecanic se vor examina procesele care au loc în aceasta, cînd circuitul longitudinal se închide pe o rezistență constantă $R_3$ și cînd se deconectează înfășurarea de comandă. Se presupune că reostatul de șuntare al înfășurărilor de compensare lipsește și circuitul longitudinal are inductanța $L_3$ datorită supracompensării. Pentru condițiile arătate sînt valabile următoarele ecuații :

$$\left.\begin{aligned} 0&=I_3R_3+L_3pI_3+C_{e2}I_2\,; \\ C_{e3}I_3&=L_2pI_2+R_2I_2. \end{aligned}\right\} \qquad (8.46)$$

Rezolvarea sistemului (8—46) duce la ecuația funcționării MEA ca circuit oscilant :

$$L_3p^2I_3+\left(\frac{L_3}{L_2}\,R_2+R_3\right)pI_3+\left(\frac{R_2R_3+C_{e2}C_{e3}}{L_2}\right)I_3=0,$$

sau

$$\left(\frac{L_2L_3}{C_{e2}C_{e3}+R_2R_3}\right)p^2I_3+\left(\frac{L_2R_3+L_3R_2}{C_{e2}C_{e3}+R_2R_3}\right)pI_3+I_3=0, \qquad (8.47)$$

de unde frecvența oscilațiilor proprii ale MEA se determină din relația :

$$\omega_{0e}=\sqrt{\frac{C_{e2}C_{e3}+R_2R_3}{L_2L_3}} \qquad \left[\frac{1}{\text{s}}\right]. \qquad (8.48)$$

Este ușor de văzut că MEA cu cîmp transversal este asemănătoare cu un circuit oscilant de tipul *RLC*, al cărui condensator are pierderi (fig. 8.20).

Într-adevăr, la întreruperea alimentării unui circuit oscilant RLC al cărui condensator are pierderi, se obține:

$$\left.\begin{aligned} 0 &= IR + LpI + \frac{I_1}{Cp}; \\ \frac{I_1}{Cp} &= I_2 r = (I - I_1) r. \end{aligned}\right\} \qquad (8.49)$$

Rezolvarea acestui sistem duce la obținerea ecuației oscilațiilor libere în circuitul *RLC*, al cărui condensator are pierderi:

$$\left(\frac{LCr}{R+r}\right) p^2 I + \left(\frac{L+CRr}{R+r}\right) pI + I = 0. \qquad (8.50)$$

De unde frecvența oscilațiilor proprii ale circuitului oscilant este:

$$\omega_{0k} = \sqrt{\frac{R+r}{LCr}} \quad \left[\frac{1}{s}\right]. \qquad (8.51)$$

Comparînd (8.48) și (8.51), se determină valoarea echivalentă a capacității circuitului transversal al MEA

$$C_{2e} = \frac{L_2}{C_{er} C_{e3}} \quad [F]. \qquad (8.52)$$

În mod corespunzător valoarea rezistenței echivalente de pierderi va fi:

$$r_{2e} = \frac{C_{e2} C_{e3}}{R_2} \quad [\Omega]. \qquad (8.53)$$

Pentru MEA standardizate de 2—5 kW, capacitatea echivalentă reprezintă 20—60 μF, iar frecvența proprie de oscilație a circuitului longitudinal pentru rezistența exterioară $R_s = 30\, U_{3n}/I_{3n}$ — este de aproximativ 45 Hz.

În sistemele instalațiilor de generatoare parametrice, mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal se utilizează atît ca circuite oscilante cît și ca amplificatoare ale semnalelor de reacție. Pentru amplificarea semnalelor de reacție se utilizează înfășurări de comandă separate. În acest caz schema echivalentă a MEA poate fi reprezentată ca în fig. 8.21.

Ecuația MEA avînd în vedere circuitul pentru amplificarea semnalului de reacție se obține sub forma:

$$\left[\left(\frac{L_2 L_3}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3}\right) p^2 + \left(\frac{L_2 R_3 + L_3 R_2}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3}\right) p + 1\right] I_3 = \left[\frac{\dfrac{C_{e1} C_{e2}}{C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3}}{R_1 (T_r p + 1)}\right] U_r. \qquad (8.54)$$

Din această ecuație se vede că în schema de generare parametrică, la o constantă de timp suficient de mică a circuitului de reacție ($T_r \approx 0$), MEA funcționează ca un amplificator fără inerție, avînd panta echivalentă :

$$S_e = \frac{C_{e1} C_{e2}}{R_1 (C_{e2} C_{e3} + R_2 R_3)}. \tag{8.55}$$

Panta echivalentă a MEA în schema de generatoare parametrică în funcție de tensiunea de intrare este determinată în

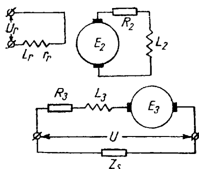



Fig. 8-21. Schema echivalentă a MEA în schema generatorului parametric.

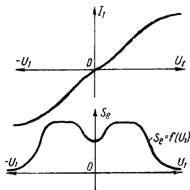



**Fig. 8-22. Caracteristica pantei echivalente a MEA în schema generatorului parametric.**

special de caracteristica de mers în gol a MEA și datorită inflexiunii acesteia în zona tensiunilor nule, capătă forma de șa (fig. 8.22).

Astfel, MEA cu cîmp transversal reprezintă o combinație dintr-un circuit oscilant electromecanic cu un amplificator cu inerție mică, fapt datorită căruia aceasta poate fi utilizată cu mare eficacitate în schemele de generatoare parametrică. În acest caz trebuie avut în vedere că frecvența curentului generat în generatorul parametric cu MEA, depinde și de sarcină, deoarece parametrii acesteia sînt componente ai parametrilor circuitului longitudinal. De aceea, frecvența curentului alternativ al MEA va fi totdeauna mai mare în cazul cînd funcționează cu o sarcină activă decît în cazul cînd sarcina este inductivă. Totodată, cînd rezistența circuitului longitudinal este constantă, funcționarea MEA în sarcină inductivă (de exemplu pe circuitul de excitație al altei mașini) mărește factorul de calitate al circuitului oscilant echivalent și ușurează condiția de apariție și de întreținere în

acesta a oscilațiilor neamortizate. Prin urmare, generatoarele parametrice cu MEA cu cîmp transversal pot asigura generarea unor curenți de frecvență stabilă numai în cazul funcționării pe circuite de sarcină cu parametri constanți.

Schema completă a generatorului parametric poate fi compusă din MEA cu cîmp transversal, transformatorul de derivare și dispozitivele de reglaj. O astfel de schemă simplă pentru generarea curenților alternativi în domeniul de frecvențe de la 0,5 la 20 Hz este reprezentată în fig. 8.23.

Generatorul constă dintr-o MEA standardizată cu patru înfășurări de comandă, din transformatorul de derivare *TD*, din

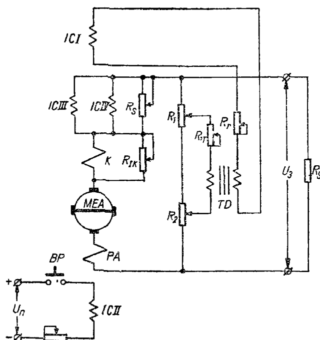



Fig. 8-23. Schema cea mai simplă a generatorului parametric cu MEA pentru generarea unui curent de frecvență variabilă în domeniul 0,5—20 Hz.

rezistențele de reglaj $R_ș$, $R_K$, $R_1$, $R_2$, $R_{1T}$, $R_r$ și butonul de pornire *BP*. Prima înfășurare de comandă (*IC* I) se folosește în circuitul de reacție, a treia și a patra (*IC* III și *IC* IV) sînt conectate în paralel între ele și înseriate cu înfășurarea de compensare în circuitul longitudinal al MEA, pentru reglarea frecvenței curentului alternativ, iar a doua înfășurare *IC* II, folosește la introdu-

cerea impulsurilor de curent continuu pentru punerea în funcțiune a generatorului parametric.

Transformatorul de derivare folosit în schemă are o construcție standardizată cu întrefier reglabil și înfășurările primare și secundare secționate.

Reglarea frecvenței în schema descrisă a generatorului parametric se efectuează: în zona frecvențelor mai joase — cu ajutorul rezistențelor variabile $R_s$ și $R_k$, în zona frecvențelor medii — prin modificarea întrefierului transformatorului de derivare TD și a rezistențelor variabile $R_1$ și $R_2$, iar în zona frecvențelor mai mari (pentru schema dată) — cu ajutorul rezistențelor $R_{1T}$ și $R_r$.

În fig. 8.24 sînt reprezentate oscilogramele curentului alternativ al generatorului parametric avînd schema din fig. 8.23. Domeniul de frecvențe ale generatorului se poate varia aproximativ în raportul 1 : 25, ceea ce este suficient pentru cercetarea caracteristicilor de frecvență ale sistemelor electromecanice.

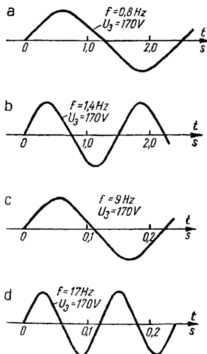



Fig 8-24. Oscilogramele tensiunii de ieșire a generatorului parametric cu MEA după schema reprezentată în fig 8-23.

Schema reprezentată în fig. 8.23 se manevrează cam greoi și este indicată în special în scopurile de laborator. Pentru simplificarea manevrării generatoarelor parametrice cu MEA cu cîmp transversal, în locul transformatoarelor de derivare se pot utiliza cu succes transformatoare cu magnetizare și amplificare magnetice.

Lucrările de cercetare a sistemelor de generare parametrică a curenților de frecvență variabilă, pentru acționările reglabile comandate prin frecvență, nu au luat deocamdată dezvoltare, însă cercetările de laborator cu motoare bifazate alimentate de la două generatoare parametrice cu MEA cu cîmp transversal legate între ele, au dat rezultate încurajatoare.

# IX. MAŞINILE ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL ÎN INSTALAŢII DE MODELARE ELECTRODINAMICĂ

## 9.1. Structura instalaţiilor de modelare electrodinamică pentru cercetarea sistemelor de automatizare cu maşini electrice

Pentru cercetarea sistemelor moderne de automatizare cu maşini electrice în condiţiile experimentale de laborator, în prezent se utilizează pe scară largă metoda modelării electrodinamice.

Modelarea electrodinamică prevede reproducerea tuturor parametrilor principali ai maşinilor principale de mare putere ale instalaţiei naturale pe maşini de laborator de mică putere, de modelare, la care se conectează dispozitivele cercetate de automatizare cu maşini electrice, sub formă naturală. O astfel de modelare dă posibilitatea de a realiza nu numai o cercetare calitativă, ci şi cantitativă a sistemelor de automatizare cu maşini electrice.

Structura instalaţiilor de modelare electrodinamică este determinată, pe de o parte, de structura sistemului modelat, iar pe de altă parte, de structura dispozitivelor suplimentare pentru reproducerea parametrilor necesari ai maşinilor sistemului natural pe maşinile modelului.

Reproducerea caracteristicilor de magnetizare şi a regimurilor staţionare se realizează cel mai frecvent prin alegerea specială a maşinilor modelului şi a unei anumite subutilizări a puterilor de gabarit ale acestora.

Reproducerea parametrilor circuitelor de excitaţie se efectuează de obicei cu ajutorul dispozitivelor suplimentare ce permit fie compensarea unei părţi a rezistenţei circuitului de excitaţie şi obţinerea valorii necesare a constantei de timp a acestuia, fie prin creşterea inductanţei de scăpări a circuitului de excitaţie pentru obţinerea valorii necesare a constantei de timp a acestui circuit.

Pentru reproducerea parametrilor sarcinii în modelele electrodinamice se utilizează dispozitive speciale cu ajutorul cărora se

creează o astfel de sarcină relativă a modelului care corespunde sarcinii reale a sistemului natural.

Modelul electrodinamic pentru cercetarea acționării reglabile automatizate cu mașini electrice trebuie, prin urmare, să repre-

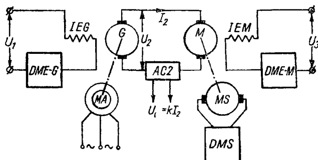



Fig. 9-1. Schema funcțională a modelului electrodinamic pentru cercetarea acționărilor reglabile automatizate cu mașini electrice.

zinte un sistem de mică putere generator-motor (G-M) de curent continuu cu dispozitive auxiliare pentru reproducerea parametrilor mașinilor și ai sarcinii la arborele motorului.

Schema reprezentată în fig. 9.1 a modelului electrodinamic conține un sistem de mică putere de acționare reglabilă în curent continuu (G-M), dispozitive auxiliare pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație (DME-G și DEM-M) și ai sarcinii la arborele motorului (MS și DMS), cît și amplificatorul de corecție de curent ale sistemului de comandă.

O astfel de structură a instalației prevede posibilitatea de a conecta la model sistemul de automatizare cu mașini electrice natural și cercetarea acestuia în condițiile corespunzătoare regimurilor reale de funcționare.

Această din urmă situație este foarte importantă deoarece permite cercetarea oricărei caracteristici a sistemului de comandă în mărime naturală în condiții de laborator, prelucrarea acesteia în modul cel mai convenabil, determinarea acordării optime a parametrilor și obținerea efectului maxim posibil de la acest sistem.

Cercetarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice pe modele electrodinamice lărgește substanțial posibilitățile diferitelor cercetări și permite de asemenea reducerea la minimum a lucrărilor de reglare la introducerea în exploatare a noilor sisteme.

## 9.2. Maşinile modelului electrodinamic pentru cercetarea sistemelor de acţionare automatizate cu maşini electrice

La instalaţiile de modelare electrodinamică pentru cercetarea acţionărilor automatizate cu maşini electrice, alegerea maşinilor se efectuează plecînd de la condiţiile similitudinii acestora cu maşinile sistemului natural.

Condiţiile de similitudine pentru sistemele de acţionare reglabile după schema G-M de curent continuu, se reduc la următoarele:

a) caracteristicile relative de magnetizare ale maşinilor modelului şi originalului trebuie să fie aceleaşi ·

$$\frac{\frac{\omega_x}{\omega_n}\varphi\left(\frac{i_{ex}}{i_{en}}\right)}{E_x/E_n}=\text{idem}\,, \qquad (9.1)$$

b) rezistenţele relative ale circuitelor indusurilor maşinilor principale şi constantele de timp electromecanice ale modelului şi originalului trebuie să fie identice:

$$\delta_{GM}=\frac{r_{GM}}{R_s}\cdot 100=\text{idem}\,; \qquad (9.2)$$

$$T_M=\frac{GD^2_\Sigma}{375}\left(\frac{n_0-n_n}{M_n}\right)=\text{idem}, \qquad (9.3)$$

c) tensiunile de excitaţie şi constantele de timp electro-magnetice ale circuitelor de excitaţie ale maşinilor modelului şi originalului trebuie să fie aceleaşi:

$$i_{ex}r_{ex}=U_{ex}=\text{idem}\,; \qquad (9.4)$$

$$T_{ex}=\frac{L_{ex}}{r_{ex}}=\text{idem}\,; \qquad (9.5)$$

d) caracteristicile relative ale cuplului de sarcină la model şi la original trebuie să fie aceleaşi:

$$\frac{M_s\left(\frac{\omega_x}{\omega_n}\right)^\gamma}{M_{Mn}}=\text{idem}\,; \qquad (9.6)$$

unde $\gamma$ este exponentul caracteristicii de viteză a cuplului de sarcină.

Reproducerea caracteristicilor de magnetizare ale mașinilor originale în modelarea electrodinamică se face prin alegerea acelor mașini standardizate, a căror caracteristică de magnetizare este cea mai apropiată de cea necesară.

Corespondența influenței histerezei asupra caracteristicilor de magnetizare la model și original se realizează prin montarea pe mașinile modelului a unor înfășurări suplimentare, analoge cu înfășurările de demagnetizare ale MEA, descrise mai sus.

Modelarea caracteristicilor statice relative ale acționării, în particular a rezistențelor relative a circuitului indusurilor sistemului original G-M de curent continuu, se realizează prin alegerea mașinilor modelului, de un anumit gabarit, și prin micșorarea corespunzătoare a încărcării acestora. Puterea minimă a motorului modelului se determină de obicei după curbele de variație a rezistenței relative a circuitului indusului, și a pierderilor la mers în gol (fig. 9.2). În acest caz, motorul modelului se alege pentru o putere de gabarit corespunzătoare punctelor de inflexiune ale curbelor rezistenței relative și pierderilor relative la mers în gol.

Micșorarea puterii motorului modelului pentru modelarea rezistenței relative a circuitului indusului se admite de obicei în limitele dublării pierderilor relative la mers în gol, adică:

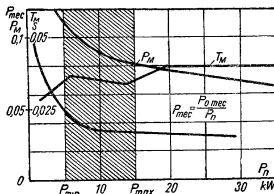


Fig. 9-2 Caracteristicile mașinilor din seria ПН.

$$\mathcal{S}_{M\,mod}=\frac{\mathcal{S}_{Mn}}{m}, \quad (9.7)$$

unde

$$m=\frac{P_{mod}}{P_{mod\,n}}\leqslant 2.$$

Eroarea posibilă de modelare a rezistenței relative a circuitului indusului motorului se compensează prin alegerea corespunzătoare a generatorului modelului. Puterea de gabarit a generatorului se determină astfel după rezistența interioară a circuitului indusului acestuia:

$$r_{G\,mod}=\frac{\mathcal{S}_{Gn}}{100}R_n-r_{M\,mod}. \quad (9.8)$$

Alegerea mașinii de sarcină a modelului electrodinamic se face după cuplul nominal al motorului și după condiția de modelare a constantei de timp electromecanice a acționării.

Modelarea constantei de timp electromecanice, păstrînd corespondența caracteristicilor statice relative ale originalului și modelului, se reduce la reproducerea momentului de volant raportat total, relativ. Cu alte cuvinte, condiția de reproducere a constantei de timp electromecanice a acționării se reduce la păstrarea valorii constante a coeficientului momentului de volant raportat total relativ:

$$k_{GD^2} = \frac{GD_M^2 + GD_s^2}{GD_M^2} = \text{idem.} \tag{9.9}$$

De aceea, mașina de sarcină a dispozitivului modelator se alege pentru o astfel de putere, ca momentul de volant al acesteia să satisfacă relația:

$$GD_{MS}^2 = (k_{GD^2} - 1)\, GD_{mod}^2. \tag{9.10}$$

După cum a arătat experiența, instalațiile de modelare electrodinamică pentru cercetarea unei clase destul de largi de acționări reglabile G-M în curent continuu automatizate cu mașini electrice, pot fi realizate cu puteri de ordinul 5—10 kW.

În tabela 9.1 sînt indicate datele mașinilor iar în fig. 9.3 este reprezentată schema modelului electrodinamic pentru cercetarea

*Tabela 9-1*

**Datele mașinilor modelului electrodinamic al IME**

| Denumirea mașinii | Tipul | Gabarite | | | | Datele modelului | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $P_n$ kW | $N_n$ rot/min | $U_n$ V | $I_n$ A | $P_{nm}$ kW | $N_{nm}$ rot/min | $U_{nm}$ V | $I_{nm}$ A |
| Motorul modelului | ПН-85 | 5,8 | 1 000 | 220 | 30 | 4,0 | 1 000 | 220 | 20 |
| Mașina de sarcină | ПН-28,5 | 2,8 | 1 500 | 220 | 15,6 | 4,0 | 1 000 | 220 | 28 |
| Generatorul modelului | ПН-145 | 16,2 | 1 460 | 230 | 70,5 | 4,4 | 1 460 | 230 | 20 |

acționărilor reglabile automatizate cu mașini electrice elaborată de Institutul de Mașini Electrice al Academiei de științe a U.R.S.S.

În instalația de modelare electrodinamică IME, prin încărcarea mașinii la 4 kW, s-a reusit să se reproducă parametrii mașinilor

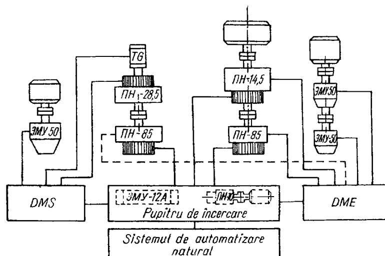



Fig. 9-3. Schema de ansamblu a modelului electrodinamic al Institutului de mașini electrice al Academiei de Stiințe a U.R.S.S.

cu puteri de ordinul 5 000 kW. Precizia de reproducere a proceselor din mașinile principale, a timpului și a vitezei staționare a acționării la pornire cu forțare, s-a obținut de minimum 5%.

## 9.3. Utilizarea mașinilor electrice amplicatoare cu cîmp transversal drept compensatoare de rezistență și convertizoare și de tensiune în circuitele de excitație

Una din metodele de reproducere a parametrilor circuitelor de excitație este metoda compensării a unei părți a rezistenței circuitelor de excitație ale mașinilor modelului, în scopul măririi constantelor de timp electromagnetice ale acestora pînă la limitele necesare.

Drept compensatoare ale rezistențelor se utilizează pe scară largă generatoare cu excitație serie, care se conectează în circuitul înfășurărilor de excitație ale mașinilor model. Într-adevăr, pentru

circuitul de excitaţie al maşinii modelului cu generator cu excitaţie serie, se poate scrie următoarea ecuaţie :

$$U_e + C_{kg} I_e = I_e r_{e\,mod} + L_{e\,mod} p I_e \qquad (9.11)$$

sau în formă transformată :

$$\left[T_{e\,mod}\left(\frac{r_{e\,mod}}{r_{e\,mod}-C_{kg}}\right)p+1\right]I_e = \frac{U_e}{r_{e\,mod}-C_{kg}} \,. \qquad (9.12)$$

După cum reiese din aceste ecuaţii, modificînd coeficientul de proporţionalitate $kg$ dintre curentul şi t.e.m. generatorului cu excitaţie serie, se poate mări valoarea echivalentă a constantei de timp a circuitului de excitaţie al maşinii model :

$$T_{e\,mod\,e} = T_{e\,mod}\left(\frac{r_{e\,m\cdot d}}{r_{e\,mod}-C_{kg}}\right). \qquad (9.13)$$

Utilizarea însă a unui astfel de compensator de rezistenţă, o dată cu modificarea constantei de timp modifică şi valoarea staţionară a curentului din circuitul de excitaţie al maşinii modelului :

$$U'_e = U_e\left(\frac{r_{e\,mod}}{r_{e\,mod}-C_{kg}}\right). \qquad (9.14)$$

Această din urmă situaţie nu este de dorit, mai ales la cercetarea pe modele a sistemelor de comandă, şi pentru a înlătura aceasta, împreună cu generatorul cu excitaţie serie se utilizează un al doilea generator cu excitaţie independentă cu ajutorul căruia se menţine tensiunea dată în circuitul de excitaţie. Compensatorul serie şi convertizorul se contopesc adesea într-o maşină unică de execuţie specială cu cîteva înfăşurări de excitaţie.

În ultimul timp în locul maşinilor compensatoare speciale din circuitele de excitaţie ale maşinilor modelelor electrodinamice se utilizează şi maşini electrice amplificatoare cu cîmp transversal.

În schema maşinii electrice compensatoare (fig. 9.4) circuitul indusului maşinii electrice amplificatoare MEA-K se conectează direct la înfăşurarea de excitaţie a maşinii modelului electrodinamic. MEA se excită de la amplificatorul electronic sumator auxiliar AE-K. Tensiunea de excitaţie $U_e$ a maşinii modelului se aplică la divizorul circuitului de excitaţie $r_e$, de la care o parte din tensiune se aplică la amplificatorul electronic auxiliar AE-K. În afară de aceasta la acest amplificator se aplică un semnal proporţional cu curentul din circuitul înfăşurării de excitaţie,

semnal luat de la șuntul $r_ș$. În sfîrșit pentru liniarizarea caracteristicilor MEA și pentru o funcționare mai precisă a compensatorului există un circuit de reacție negativă a tensiunii luate de la divizorul de tensiune $r_p$.

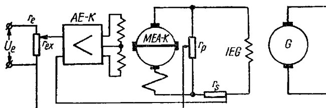



Fig. 9-4. Schema de principiu a compensatorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație ale mașinilor modelului

Reacția de curent pozitivă din schema compensatorului cu MEA creează un efect analog cu acțiunea generatorului cu excitație serie, iar divizorul tensiunii de acționare, care permite menținerea nivelului dat de excitație, creează un efect analog cu acțiunea convertizorului.

Astfel, MEA în schema compensatorului (fig. 9.4) îndeplinește concomitent funcția de compensator și de convertizor de tensiune.

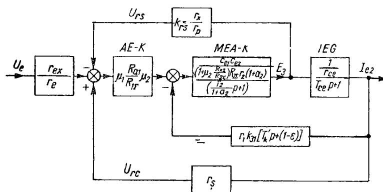



Fig. 9-5. Schema funcțională a compensatorului cu MEA pentru modelarea circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

În conformitate cu schema funcțională (fig. 9.5) deplasînd punctul de aplicare al semnalului reacției de curent în afara elementului mașinii electrice amplificatoare, pentru circuitul

amplificator electronic — MEA — reacţie de tensiune se poate scrie următoarea ecuaţie:

$$\frac{E_3(p)}{U_e(p)}=\frac{k_{nex}\dfrac{k'_{ec}k_{e0}}{1+k'_{ec}k_{e0}k_{rs}}}{\left[\dfrac{T_2}{(1+\alpha_2)(1+k'_{ec}k_{e0}k_{rs})}p+1\right]}.$$

În mod corespunzător pentru circuitul reacţiei de curent cu punctul de aplicare al semnalului acesteia deplasat în afara elementului maşinii electrice amplificatoare se poate scrie următoarea ecuaţie:

$$\frac{E_{3nc}(p)}{I_{eg}(p)}=\left(\frac{r_1 k_{31}}{k_{eo}}\cdot\frac{T_2T'_k}{(2+\alpha_2)}\right)p^2+\frac{r_1 k_{31}}{k_{eo}}\left(\frac{1-\varepsilon}{1+\alpha_2}T_2+T'_k\right)p+$$
$$+\frac{r_1 k_{31}}{k_{eo}}(1-\varepsilon). \qquad (9.16)$$

Presupunînd elementul echivalent amplificatorului electronic şi MEA cuprins de o reacţie derivaţie, iar elementul transformat cuprins de reacţia de sarcină fără inerţie, schema funcţională a compensatorului cu MEA poate fi reprezentată sub o formă simplificată, ca în fig. 9.6.

În conformitate cu schema funcţională simplificată a compensatorului cu MEA cu cîmp transversal, pentru circuitul de excitaţie al maşinii model se poate scrie următoarea funcţie de transfer:

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)}=\frac{\dfrac{k_{ne}k'_{ec}k_{em}}{(1+k'_{ec}k_{em}k_{rs})(r_{ce}+r_1 k_{13}(1-\varepsilon))-k'_{ec}k_{em}r_{ş}}}{\left(\dfrac{L_{ec}}{r_{ce}+r_1 k_{13}(1-\varepsilon)-\dfrac{k'_{ec}k_{em}}{1+k'_{ec}k_{em}k_{rs}}}\right)p+1}. \qquad (9.17)$$

În cazul compensării critice a MEA, funcţia de transfer a circuitului de excitaţie cu maşină electrică compensatoare se simplifică si mai mult

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)}=\frac{\dfrac{k_{ne}k'_{ec}k_{em}}{(1+k'_{ec}k_{em}k_{rs})r_{ec}-k'_{ec}k_{em}r_{ş}}}{\left(\dfrac{L_{ce}}{r_{ce}-r_{ş}\dfrac{k'_{ec}k_{em}}{1+k'_{ec}k_{em}k_{rs}}}\right)p+1}. \qquad (9.18)$$

Din expresia funcției de transfer a circuitului de excitație cu mașină electrică compensatoare se vede că constanta de timp echivalentă se determină din relația :

$$T_{ce}=\frac{L_{ce}}{r_{ce}+r_1 k_{31}(1-\varepsilon)-r_ș\left(\frac{k'_{ec}k_{em}}{1+k'_{ec}k_{em}k_{rs}}\right)}, \tag{9.19}$$

sau în cazul compensării critice a MEA :

$$T_{ce}=\frac{L_{ce}}{r_{ce}-r_ș\left(\frac{k'_{ec}k_{em}}{1+k'_{ec}k_{em}k_{rs}}\right)}. \tag{9.20}$$

Este ușor de observat că odată cu variația lui $r_ș$ sau $k'_{ec}$ se poate varia valoarea constantei de timp a circuitului de excitație în limite destul de largi.

După datele Institutului Energetic Unional al Academiei de Științe a RSS Armene, cu ajutorul unei mașini electrice compensatoare de acest gen s-a reușit să se varieze constanta de timp a circuitului de excitație al mașinii model de la 0,17 la 17 s adică de 100 de ori.

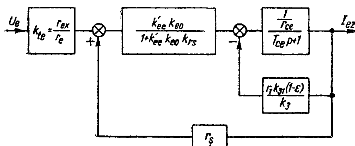



Fig. 9-6. Schema funcțională simplificată a compensatorului cu MEA pentru modelarea circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

Factorul de amplificare al circuitului de excitație cu mașină electrică compensatoare se determină din relația :

$$k_{ce}=k_{ne}\frac{k'_{ec}k_{em}}{r_{ec}(1+k'_{ec}k_{em}k_{rs})-r_ș k_e k_{em}}. \tag{9.21}$$

Astfel, dacă se variază constanta de timp $T_{ce}$ prin variația lui $r_ș$ sau $k'_{ec}$ factorul de amplificare al circuitului de excitație $k_{ce}$ poate

fi totdeauna menţinut constant prin modificarea corespunzătoare a coeficientului de divizare $k_{ne}$ al divizorului tensiunii de excitaţie.

În încheiere trebuie menţionat că constantele de timp proprii ale MEA cu cîmp transversal din compensator deformează partea iniţială a procesului de creştere a curentului din circuitul maşinii model. Deoarece însă, la cercetarea schemelor de automatizare cu maşini electrice pe modele electrodinamice nu există salturi bruşte de tensiune în circuitul de excitaţie, aceste deformări nu introduc erori mari.

## 9.4. Utilizarea maşinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal ca reactoare ale circuitelor de excitaţie ale maşinilor modelelor electrodinamice

Paralel cu metoda compensării rezistenţelor, pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitaţie se utilizează pe scară largă metoda creşterii inductanţelor de scăpări ale acestor circuite cu ajutorul reactoarelor suplimentare. În acest caz, parametrii regimurilor staţionare ale circuitelor de excitaţie nu se modifică şi, pentru a putea conecta sistemele de comandă naturale la maşinile de putere mică ale modelului, înfăşurările de excitaţie ale acestora se calculează pentru curenţii totali de excitaţie ai maşinilor din sistemul natural.

Drept reactoare suplimentare în circuitele de excitaţie ale maşinilor modelelor se utilizează de obicei, sau reactoare statice cu miez de fier, sau scheme speciale cu MEA cu cîmp transversal, denumite pe scurt reactoare cu maşini electrice.

Dacă în circuitul de excitaţie al maşinii modelului se conectează un reactor suplimentar, curentul de excitaţie se determină din ecuaţia :

$$U_e = I_e r_{e\,mod} + L_{e\,mod}\, pI_e + I_e r_r + L_r\, pI_e, \tag{9.22}$$

care transformată se scrie următoarea formă :

$$\left[\left(\frac{T_{e\,mod}}{1+\frac{r_r}{r_{e\,mod}}} + \frac{T_r}{\frac{r_{e\,mod}}{r_r}+1}\right)p+1\right] I_e = \frac{U_e}{r_{e\,mod}+r_r}. \tag{9.23}$$

Deoarece în circuitul de excitaţie este conectat un reactor şi rezistenţa sa $r_r$ este cu mult mai mare decît rezistenţa înfăşurării de excitaţie a maşinii modelului $r_{e\,mod}$, constanta de timp a circui-

tului cu reactor suplimentar este determinată mai ales de constanta de timp a acestuia

$$T_{ce\,mod} = \frac{T_r}{\frac{r_{e\,mod}}{r_r}+1} + \frac{T_{e\,med}}{1+\frac{r_r}{r_{e\,mod}}} \approx T_r'. \qquad (9.24)$$

De aceea, pentru modelarea parametrilor dinamici ai mașinilor mari este necesară realizarea unor reactoare suficient de puternice cu miezurile nesaturate. Volumul mare al unor astfel de reactoare și dificultatea confecționării acestora au dus la crearea unor dispozitive speciale cu elemente standardizate, care simulează acțiunea reactorului static. În particular, pentru modelele electro-dinamice arătate, au fost propuse scheme cu MEA cu cîmp transversal, în calitate de reactoare.

În schema reprezentată în fig. 9.7, în circuitul de excitație al mașinii modelului se conectează în serie indusul MEA și rezistențe suplimentare. Aceste rezistențe servesc pentru reglarea precisă a parametrilor circuitului de excitație în regimul staționar și în afară de aceasta, formează brațele a două punți discriminatoare, de la care semnalele se folosesc în schema reactorului.

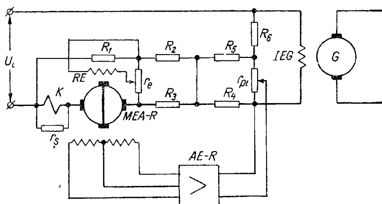



Fig. 9-7 Schema de principiu a reactorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitație ale mașinilor modelului.

O punte discriminatoare este formată din rezistențele suplimentare $R_4$, $R_5$, $R_6$ și înfășurarea de excitație a mașinii modelului și permite obținerea în diagonală a unui semnal proporțional cu prima derivată a curentului de excitație.

Cealaltă punte discriminatoare este formată din rezistenţele suplimentare $R_1$, $R_2$, $R_3$ şi indusul MEA permite obţinerea în diagonală a unui semnal proporţional cu t.e.m. a maşinii electrice amplificatoare. Maşina electrică amplificatoare se excită printr-un

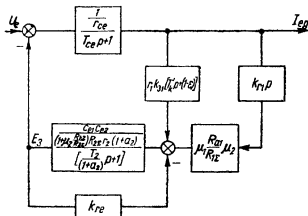



Fig. 9-8. Schema funcţională a reactorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitaţie ale maşinilor modelului.

amplificator electronic auxiliar AE-R, cu un semnal proporţional cu prima derivată a curentului de excitaţie, şi creează în circuitul de excitaţie o t.e.m. suplimentară, care în timpul procesului tranzitoriu frînează creşterea curentului din circuitul de excitaţie al maşinii modelului.

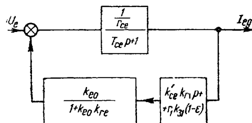



Fig. 9-9. Schema funcţională simplificată a reactorului cu MEA pentru modelarea parametrilor circuitelor de excitaţie ale maşinilor modelului.

Pentru înlăturarea abaterilor de la proporţionalitate între t.e.m. şi semnalul de comandă, MEA este cuprinsă de o reacţie negativă rigidă după t.e.m., realizată prin înfăşurarea de comandă RE.

Schema funcţională a reactorului maşinei electrice cu MEA cu cîmp transversal, după schema din fig. 9.7, se poate reprezenta ca în fig. 9.8.

Schema funcţională a circuitului de excitaţie a maşinii modelului cu reactor cu MEA (fig. 9.8) se transformă, înlocuind prin circuite echivalente circuitul MEA cu reacţie negativă rigidă şi ramurile în paralel ale reacţiilor de curenţi prin circuitele de comandă şi al înfăşurării de compensare.

Funcţia de transfer pentru elementul transformat al MEA poate fi scrisă sub forma următoare :

$$\frac{E_3(p)}{U_e(p)}=\frac{k'_{eo}/(1+k'_{eo}k_{re})}{\left(\frac{T_2}{(1+\alpha_2)(1+k'_{eo}k_{re})}p+1\right)}. \qquad (9.25)$$

Funcţia de transfer a circuitului reacţiilor de curenţi va fi :

$$\frac{U_{rc}(p)}{I_e(p)}=(r_1k_{31}T'_k+k_{pl}k'_{ec})\,p+r_1k_{31}(1-\varepsilon). \qquad (9.26)$$

Presupunînd mai departe elementul echivalent al MEA fără inerţie şi neglijînd acţiunea necompensării dinamice a acesteia, schema funcţională a reactorului poate fi reprezentată sub o formă simplificată (fig. 9.9).

În conformitate cu schema simplificată, funcţia de transfer a circuitului de excitaţie al maşinii modelului cu maşină electrică reactoare poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)}=\frac{\dfrac{1}{r_{ce}\left(1+\dfrac{r_1k'_{eo}k_{31}(1-\varepsilon)}{r_{ce}(1+k'_{eo}k_{re})}\right)}}{\left(\dfrac{T_{ce}+\dfrac{k_{rl}k'_{ec}k'_{eo}}{r_{ce}(1+k'_{eo}k_{re})}}{1+\dfrac{r_1k'_{eo}k_{31}(1-\varepsilon)}{r_{ce}(1+k'_{eo}k_{re})}}\right)p+1}. \qquad (9.27)$$

În cazul compensării critice a reacţiei longitudinale a indusului MEA, funcţia de transfer a circuitului de excitaţie se simplifică şi mai mult :

$$\frac{I_e(p)}{U_e(p)}=\frac{1/r_{ce}}{\left(\dfrac{L_{e\,mod}+k_{rl}k'_{ec}\dfrac{k'_{eo}}{1+k'_{eo}k_{re}}}{r_{ce}}\right)p+1}. \qquad (9.28)$$

După cum se vede din această ultimă ecuaţie în cazul compensării critice riguroase a MEA, parametrii regimurilor staţionare ale circuitului de excitaţie al maşinii modelului nu se dereglează, ceea ce deosebeşte în mod avantajos schemele de modelare cu maşini electrice reactoare, de schemele cu maşini electrice compensatoare.

Valoarea echivalentă a constantei de timp a circuitului de excitaţie cu maşină electrică reactoare în cazul compensării critice a MEA se determină cu relaţia:

$$T_{ce} = \frac{L_{e\,mod} + k_{ri}\,k'_{ec}\,\dfrac{k'_{eo}}{1 + k'_{eo}\,k_{re}}}{r_{ce}}, \tag{9.29}$$

din care se vede, că cu ajutorul unui astfel de reactor se modifică în special valoarea echivalentă a inductanţei circuitului; inductanţa echivalentă, prin urmare, şi constanta de timp a circuitului

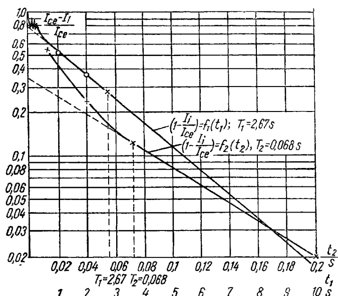



Fig. 9-10 Caracteristicile reactorului cu maşini electrice.

pot fi reglate atît prin modificarea semnalului primit de la prima punte discriminatoare, prin modificarea lui $k_{ri}$ cît si datorită modificării factorului de amplificare al amplificatorului electronic auxiliar (prin modificarea $k'_{ec}$).

După datele Institutului de maşini electrice al Academiei de Ştiinţe a URSS, cu ajutorul maşinii electrice reactoare, la parametri constanţi ai regimurilor staţionare dintr-un circuit de excitaţie cu constanta de timp proprie de 0,068 s, s-a reuşit să se modifice constanta de timp a acesteia pînă la 3 s, adică mai mult de 40 ori.

Trebuie menţionat, că inerţia proprie a MEA cu cîmp transversal şi necompensarea dinamică a reacţiei longitudinale a indusului în cazul variaţiei în treaptă a tensiunii de excitaţie determină în primul moment mici oscilaţii ale creşterii curentului în circuitul de excitaţie (fig. 9.10).

După cum au arătat cercetările sistemelor de automatizare cu maşini electrice făcute pe modele electrodinamice cu maşini electrice reactoare, aceste oscilaţii ale curentului nu apar, deoarece în circuitele de excitaţie ale maşinilor principale nu au loc comutări cu relee; de aceea, nu sînt necesare mijloace suplimentare pentru reducerea oscilaţiilor curentului în schemele cu maşini electrice reactoare.

## 9.5. Utilizarea maşinilor electrice amplificatoare cu cîmp transversal în instalaţiile de sarcină universale ale modelelor electrodinamice

La cercetarea sistemelor electromecanice automatizate cu maşini electrice, în afara reproducerii parametrilor maşinilor naturale pe maşini model, apare şi necesitatea reproducerii sarcinii mecanice la arborele motorului de execuţie.

După cum au arătat cercetările experimentale, rezultate bune dă instalaţia de sarcină după schema G-M care utilizează ca generator o MEA cu cîmp transversal (fig. 9.11). Această schemă permite a se reproduce cu o precizie determinată cuplul de sarcină şi cuplul de mers în gol al utilajului tehnologic, cît şi inerţia acesteia.

Schema conţine o maşină de curent continuu pentru frînare *MF*, legată rigid de motorul de execuţie al modelului *MM* şi de tahogeneratorul de curent continuu *TG*. Excitaţia maşinii de frînare se aplică de la reţeaua de curent continuu. Circuitul indusului acestei maşini se alimentează de la MEA a instalaţiei de sarcină MEA-S. Excitaţia MEA se efectuează printr-un amplificator electronic auxiliar *AE-SM*, la intrarea căruia se aplică suma

semnalelor: de la dispozitivul pilot de programare al instalației de frînare $U_p$, pentru reproducerea cuplului de mers în gol $U_0$, pentru compensarea t.e.m. de rotație a mașinii de frînare de la circuitul reacției tahometrice $U_{tg}$ și pentru liniarizarea caracteristicilor de la reacție t.e.m. MEA-S-$U_{re}$.

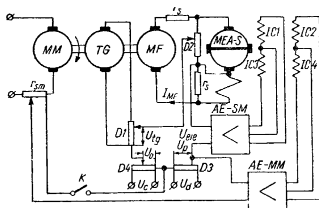



Fig. 9-11. Schema instalației de sarcină cu MEA pentru modelul electrodinamic.

Dacă este necesară corectarea constantei de timp electromecanice a motorului modelului *MM* se închide cheia *K* și printr-un al doilea amplificator electronic *AE-MM*, se aplică un semnal suplimentar, proporțional cu curentul dinamic din circuitul indusului *MM*.

Pentru lămurirea principiului de funcționare a instalației de frînare, în fig. 9.12 este reprezentată construcția caracteristicilor instalației de sarcină sub acțiunea semnalului pilot constant (cazul reproducerii cuplului de sarcină constant).

Acțiunea reacției t.e.m. a MEA se ia în considerație prin introducerea în calcul a valorii echivalente a factorului de amplificare al etajului AE-MEA care se determină din relația:

$$k_e = \frac{k'_{ec}\, k_{eo}}{1 + k'_{ec}\, k_{eo}\, k_{re}}. \tag{9.30}$$

Construcția reprezentată în fig. 9.12 s-a efectuat pentru cazul acțiunii a numai două semnale — cel pilot $U_p$ și cel al reacției tahometrice $U_{tg}$. Pentru a asigura independența cuplului de frînare față de viteza de acționare, semnalul reacției se alege astfel încît

t.e.m. a MEA creată de acest semnal, să fie egală cu t.e.m. opusă mașinii de frînare MF, în toată gama de viteze a motorului de execuție.

În fig. 9.12 caracteristica t.e.m. a MEA a instalației de frînare sub acțiunea semnalului reacției tahometrice este construită în primul cadran, iar t.e.m. a mașinii de frînare — în cel de-al patrulea cadran. Sistemul se reglează astfel încît diferența ordonatelor acestor caracteristici să fie egală cu zero, iar t.e.m. totală a instalației de frînare pentru $E_3=0$, să fie de asemenea egală cu zero în toată gama vitezelor motorului de acționare. În acest caz t.e.m. din circuitul MEA-MF este determinată numai de semnalul-pilot $U_p$. În cazul cînd $U_p$ este constant caracteristica t.e.m. din circuitul MEA-MF se obține sub formă de linie dreaptă paralelă cu axa vitezelor.

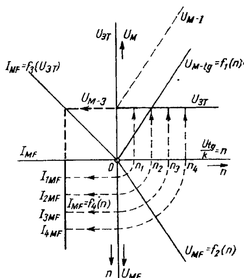


Fig 9-12. Construirea caracteristicilor statice ale instalației de sarcină cu MEA.

În cel de-al doilea cadran este trasată caracteristica curentului din circuitul rotoarelor mașinilor instalației de frînare, MEA-MF, în funcție de t.e.m. ce acționează în acest circuit. Pentru înlăturarea distorsiunilor neliniare în circuitul rotoarelor MEA-MF este conectată o rezistență suplimentară $r_s$. Valoarea acestei rezistențe se alege astfel încît să se obțină curentul nominal al mașinii pentru o t.e.m. a MEA nu mai mică de 0,5 $U$.

Avînd caracteristicile t.e.m. și curentului instalației de frînare, caracteristica cuplului de frînare sau a curentului mașinii de frînare (la excitație constantă) se obține prin permutarea consecutivă a seriei de valori ale vitezei pe caracteristica t.e.m. și pe axa celui de-al treilea cadran. După valorile t.e.m. ale MEA-S, se determină în cel de-al doilea cadran curenții mașinii de frînare, iar apoi în cel de-al treilea cadran se obține caracteristica curentului de frînare al mașinii *MF* care ne interesează, în funcție de viteza motorului *MM* al modelului.

Expresia analitică a curentului mașinii de frînare poate fi prezentată sub următoarea formă :

$$I_{MF}=\frac{k_e k_{tg} n - C_{MF} n}{R_{Fe}} \pm \frac{k_e U_p}{R_{Fe}}. \qquad (9.31)$$

În cazul egalității dintre t.e.m. a MEA ($E_{3X}=k_e k_{tg} n_x$) cu cea a mașinii de frînare ($E_{MF}=c_{MF} n_x$) curentul acesteia din urmă va fi determinat numai de tensiunea pilot $U_p$:

$$I_{MF}=k_e \frac{U_p}{R_{Fe}}. \qquad (9.32)$$

În regimurile tranzitorii variația curentului instalației de frînare poate rămîne puțin în urmă datorită constantelor de timp MEA-S, ($T_2'$) și ale circuitului indusurilor mașinilor ($T_{a\,MF}$) :

$$I_{MF}=\frac{k_e \frac{U_p}{R_{Fe}}}{(T_2'p+1)(T_{aMF}p+1)}. \qquad (9.33)$$

Caracteristicile instalației de frînare cu puterea de 4 kW (fig. 9.13) arată că întîrzierea creșterii curentului în cazul saltului de sarcină nu depășește 0,15 s, iar variația curentului la reducerea bruscă a vitezei nu depășește 10%. Trebuie menționat că intensificarea reacției după t.e.m. a MEA poate micșora suplimentar eroarea instalației de frînare.

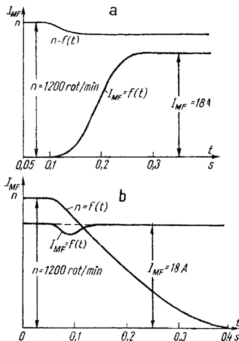



Fig. 9-13. Caracteristicile instalației de frînare pentru amplificarea bruscă a sarcinii ($a$) și pentru scăderea vitezei ($b$).

Dacă este necesar să se varieze cuplul de mers în gol al motorului modelului, la intrarea amplificatorului electronic se aplică un semnal suplimentar $U_0$ sub influența căruia sau crește cuplul de frînare de mers în gol al mașinii *MF*, sau se compensează o parte a cuplului de mers în gol al motorului *MM*.

Dacă instalaţia de sarcină cu MEA cu cîmp transversal se utilizează pentru modelarea constantei de timp electromecanice a acţionării, la intrarea celui de-al doilea amplificator electronic *AE-MM* se aplică un semnal suplimentar, proporţional cu componenţa dinamică a curentului motorului modelului.

Componenta dinamică a curentului se obţine ca diferenţa dintre tensiunea luată de la şuntul $r_ş$ şi tensiunea semnalului-pilot, care este proporţională cu curentul mişcării staţionare a acţionării.

$$U_{cd}=r_ş I_d-U_p=kI_d. \qquad (9.34)$$

Sub acţiunea semnalului cuplului dinamic $U_{cd}$, maşina de frînare în regimul tranzitoriu creează fie o sarcină suplimentară la arborele motorului, încetinind procesul variaţiei vitezei acestuia (măreşte constanta de timp a inerţiei electromecanice a acţionării), fie un cuplu motor suplimentar, grăbind procesul de variaţie a vitezei (micşorează constanta de timp a inerţiei electromecanice a acţionării).

După cum se vede din schema funcţională simplificată (fig. 9.14), reacţia suplimentară asupra MEA prin circuitul celui de-al doilea amplificator electronic *AE-MM*, de la semnalul curen-

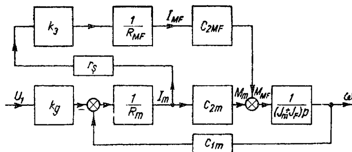



Fig. 9-14. Schema funcţională simplificată a instalaţiei de sarcină cu MEA cu cîmp transversal pentru modelarea inerţiei mecanice a acţionării.

tului dinamic al motorului modelului creează un circuit paralel al cuplului suplimentar al motorului. Ca rezultat funcţia de transfer a motorului modelului se obţine sub următoarea formă:

$$\frac{\omega(p)}{U_1(p)}=\frac{l_g/C_{1m}}{\dfrac{(J_m+J_{MF})R_m p}{C_{1m}C_{2m}\left(1\pm k_e\dfrac{r_s C_{2MF}}{R_F C_{2m}}\right)}+1}. \qquad (9.35)$$

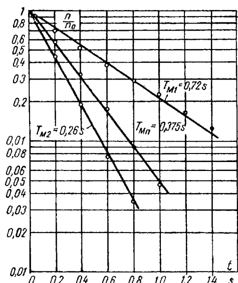



Fig. 9-15. Caracteristicile frînării motorului modelului cînd variază valoarea constantei de timp electromecanice $T_M$, cu ajutorul instalaţiei de sarcină.

Din expresia (9.35) se vede că valoarea echivalentă a constantei de timp electromecanice a motorului modelului se determină cu ecuaţia:

$$T_{Me}=\frac{T_M}{\left(1\pm k_e\frac{r_sC_{2MF}}{R_FC_{2m}}\right)} \cdot \quad (9.36)$$

în care valoarea naturală a constantei de timp electromecanice a modelului este

$$T_M=\frac{(J_m+J_{MF})R_m}{C_{1m}C_{2m}}.$$

Ecuaţia (9.36) arată că, variind factorul de amplificare $k_e$ se poate mări sau micşora constanta de timp electromecanică a motorului modelului.

În fig. 9.15 sînt reprezentate caracteristicile experimentale de oprire a acţionării atît cu acţiune suplimentară pozitivă cît şi cu acţiune negativă, în instalaţia de frînare prin curentul dinamic al motorului modelului, caracteristici trasate la Institutul de maşini electrice al Academiei de Ştiinţe a URSS. După cum se vede din figură aceste caracteristici sînt practic liniare ceea ce arată absenţa distorsiunilor în caracterul procesului tranzitoriu. Gama posibilă de variaţie a valorii constantei de timp electrodinamice a motorului acţionării cu ajutorul instalaţiei de sarcină cu MEA cu cîmp transversal se poate aprecia la $^{+100\%}_{-50\%}$.

# X. SISTEMELE DE AUTOMATIZARE CU MAȘINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL ȘI METODE DE CALCUL AL ACESTORA

## 10.1. Scheme de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări

MRA cu cîmp transversal cu mai multe înfășurări se utilizează în special în schemele de comandă cu mașini electrice și în subansamblurile de reglaj cu mașini electrice.

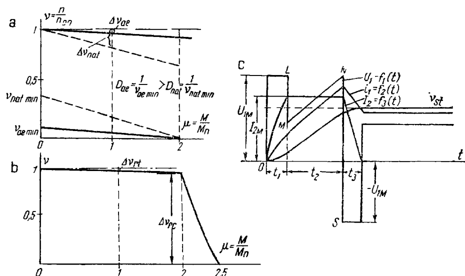



Fig 10-1. Caracteristicile sistemelor tip de acționare automatizate cu mașini electrice:

*a* — pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei; *b* — pentru asigurarea unei caracteristici statice speciale ale acționării cu limitarea cuplului de sarcină; *c* — pentru forțarea proceselor tranzitorii ale acționării

Schemele de comandă cu mașini electrice se utilizează pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei și pentru obținerea unor caracteristici statice și dinamice speciale în sistemele de acționare generator-motor (fig. 10.1).

Schemele regulatoarelor cu mașini electrice se utilizează pentru stabilizarea și menținerea constantă a unui parametru în sistemul acționării reglabile.

Schemele de comandă cu mașini electrice pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei acționării G—M de curent continuu se

Fig. 10-2. Schema de comandă cu mașini electrice cu reacție după curentul de sarcină și după abaterea vitezei motorului acționării, pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei acestuia.

caracterizează prin prezența reacțiilor rigide după curentul de sarcină și după tensiunea motorului și în cazul general pot fi reprezentate sub forma arătată în fig. 10.2.

Mașina electrică amplificatoare utilizată în schema pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei are patru înfășurări de comandă cu ajutorul cărora se însumează semnalele : al tensiunii de referință (pilot), al reacției negative de tensiune, al reacției pozitive a curentului de sarcină și al reacției de stabilizare după prima derivată a tensiunii.

Pentru regimul de funcționare staționar al acționării automatizate după schema reprezentată în fig. 10.2 se pot scrie următoarele ecuații :

$$\left.\begin{aligned} E_3 &= k_{e0}(\alpha U_1 - \beta U_2 + \gamma I_2); \\ U_2 &= E_g - (E_g - E_m)\frac{r_{2g}}{r_2}; \\ E_g &= C_g\,\frac{E_3}{R_3} = k_g E_3 = C_e n + I_2 r_2. \end{aligned}\right\} \qquad (10.1)$$

Din rezolvarea acestui sistem de ecuații se obține expresia vitezei motorului de acționare comandat cu mașini electrice:

$$n = \frac{\alpha k_{e0} k_g U_1}{C_e(1+\beta k_{e0} k_g)} - \frac{I_2 r_2 \left(1 - \gamma \frac{k_{e0} k_g}{r_2} \left[1 + \left(1 - \frac{r_{2g}}{r_2}\right) \frac{\beta r_2}{\gamma}\right]\right)}{C_e(1+\beta k_{e0} k_g)}. \quad (10.2)$$

Din expresia (10.2) se vede că reacția pozitivă a curentului de sarcină determină o t.e.m. suplimentară a generatorului, care compensează căderea de tensiune din circuitul indusurilor sistemului G—M, datorită cărui fapt crește rigiditatea caracteristicilor mecanice și apare posibilitatea unui reglaj mai profund și a lărgirii gamei de variație a vitezei motorului.

Reacția negativă de tensiune micșorează abaterile neliniare ale t.e.m. a generatorului și căderea de tensiune din circuitul indusurilor sistemului G-M, fapt care contribuie la creșterea rigidității caracteristicilor mecanice ale motorului acționării și la lărgirea gamei de reglaj a vitezei acestuia.

Cu scopul de a asigura stabilitatea dinamică MEA este cuprinsă de o reacție negativă de stabilizare după prima derivată a tensiunii, care se realizează cu ajutorul transformatorului de stabilizare *TS*.

Pentru obținerea unor caracteristici mecanice speciale ale motorului acționării sistemului G-M, schemele de comandă cu mașini electrice conțin de obicei reacții cu elemente funcționale neliniare.

Schema tip de comandă cu mașini electrice pentru obținerea clasei celei mai răspîndite de caracteristici speciale (de excavator) cu limitarea cuplului de sarcină (fig. 10.1, *b*), este reprezentată în fig. 10.3. În această schemă MEA are patru înfășurări de comandă: pentru aplicarea semnalului de referință (pilot), pentru reacția negativă neliniară după tensiunea motorului, pentru reacția negativă de limitarea curentului și pentru stabilizarea funcționării acționării în regimurile tranzitorii.

Reacția negativă neliniară de tensiune se obține datorită neliniarității elementelor redresoare și slăbește mult în cazul tensiunilor mici la motor (în zona acțiunii reacției de curent). În cazul funcționării normale (în zona tensiunilor mari) neliniaritatea elementelor redresoare nu se manifestă, și reacția funcționează ca o reacție negativă simplă. Această proprietate a reacției negative de tensiune a motorului permite realizarea unei rigidi-

tăți mari a caracteristicilor mecanice ale acestuia, pînă la punctul de limitare și excluderea influenței antagoniste a acestei reacții în zona de limitare a cuplului.

Reacția de limitare a curentului de sarcină al motorului sistemului G-M, reprezintă o reacție negativă rigidă de curent, a

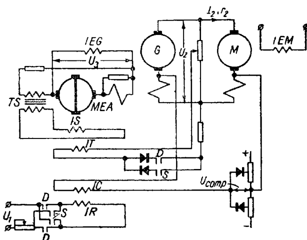



Fig. 10-3. Schema de comandă a acționării cu limitarea cuplului de sarcină (comanda acționării excavatorului).

cărei acțiune este blocată de o tensiune separată de comparație conectată în opoziție printr-un element redresor. Astfel, reacția de limitare intră în acțiune numai atunci cînd tensiunea acesteia depășește tensiunea de comparație. Apoi aceasta acționează ca o reacție rigidă obișnuită, stabilizînd curentul de sarcină prin micșorarea pronunțată a tensiunii generatorului pînă la oprirea completă a motorului. Pentru obținerea caracteristicilor cu limitarea cuplului de sarcină tensiunea de comparație se alege astfel încît reacția de limitare să intre în acțiune, la valoarea dată a sarcinii motorului.

Considerînd numai acțiunea reacției rigide după tensiunea motorului, ecuația porțiunii de lucru a caracteristicii mecanice a acestuia poate fi scrisă sub următoarea formă.

$$n = \frac{\alpha k_{e0} k_g U_1}{C_e(1+\beta k_{e0} k_g)} - \frac{I_2 r_2}{C_e(1+\beta k_{e0} k_g)}. \quad (10.3)$$

Pentru porţiunea de limitare a cuplului de sarcină se poate lua în consideraţie numai reacţia negativă rigidă de curent. În acest caz este valabilă ecuaţia:

$$I_2 = \frac{\alpha k_{e0} k_g U_1}{(R_2 + \gamma k_{e0} k_g)} - \frac{C_e n}{(R_2 + \gamma k_{e0} k_g)} . \quad (10.4)$$

După cum se vede din ecuaţiile de mai sus, reacţia negativă de tensiune asigură într-adevăr rigiditatea corespunzătoare a caracteristicii mecanice a acţionării pe porţiunea de lucru, iar reacţia negativă rigidă de limitare a curentului motorului asigură limitarea corespunzătoare a curentului şi a cuplului în zona sarcinilor limită.

Schemele de comandă cu maşini electrice pentru obţinerea caracteristicilor dinamice speciale ale acţionărilor în sistemul G-M, se utilizează pentru asigurarea unui anumit caracter de desfăşurare a proceselor tranzitorii. Un exemplu tipic îl formează schema de forţare a proceselor tranzitorii pentru mărirea rapidităţii acţionării.

Forţarea proceselor în sistemul G-M de curent continuu se realizează de obicei prin folosirea capacităţii de suprasarcină maximă a motorului pentru obţinerea cuplurilor dinamice maxime şi a timpilor minimi de desfăşurare a proceselor tranzitorii.

Caracteristicile de excitare ale generatorului sistemului G-M pentru obţinerea forţării necesare a proceselor tranzitorii ale acţionării sînt reprezentate în fig. 10.1, *c*.

În schema de comandă cu maşini electrice a acţionării G-M de curent continuu cu forţarea proceselor tranzitorii (fig. 10.4) MEA are de asemenea patru înfăşurări de comandă: *IR* — pentru aplicarea semnalului de referinţă (pilot), *ISD* — pentru semnalul după derivarea tensiunii de excitaţie a generatorului, *IT* — pentru reacţia rigidă negativă de limitare a tensiunii generatorului şi *IC* — pentru reacţia de limitare a curentului de sarcină al motorului. Pentru aplicarea tensiunii necesare de comparare în schema generală se utilizează generatoare auxiliare de comandă de mică putere. Generatorul de comandă *GCT* se excită astfel încît polaritatea şi valoarea tensiunii sale să corespundă vitezei date a acţionării.

Schema funcţionează în modul următor: prin închiderea contactorului *D* sau *S* se aplică alimentarea la înfăşurarea de referinţă *IR* a MEA si la înfăşurarea de excitaţie a generatorului de

comandă *GCT*. În acest caz tensiunea MEA depășește valoarea necesară fapt care asigură forțarea excitației generatorului la pornirea acționării. Limitarea forțării și obținerea caracteristicii excitației generatorului apropiată de cea optimă (după diagrama re

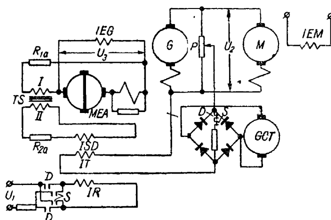



Fig. 10-4. Parte a schemei de comandă a acționării cu forțarea proceselo' tranzitorii.

prezentată în fig. 10.1, *c*) se asigură prin acordarea transformatorului de stabilizare a cărui înfășurare secundară este conectată la înfășurarea *ISD* de reacție după derivata tensiunii MEA și modifică tensiunea magnetomotoare totală a acesteia în regimul tranzitoriu.

Generatorul de comandă *GCT*, care primește excitația concomitent cu înfășurarea de referință a MEA, se excită pînă la tensiunea corespunzătoare limitării forțării la tensiunea necesară a generatorului. Atît timp cît fracțiunea tensiunii luată de la divizorul *P* este mai mică decît tensiunea *GCT*, acțiunea reacției negative de tensiune este blocată și pornirea acționării se desfășoară cu forțarea dată.

Dacă viteza motorului crește pînă la valoarea dată, tensiunea luată de la divizorul *P* devine mai mre decît tensiunea *GCT*. În acest caz intră în funcțiune reacția negativă de tensiune *IT*, scade brusc excitația generatorului (tăierea forțării) și procesul de pornire a acționării se termină.

Ajustarea formei curbei corespunzătoare a tensiunii de excitație pentru obținerea caracteristicilor dinamice date, se realizează

în această schemă cu ajutorul reacției elastice prin transformator, care împreună cu reacția de limitare blocată a forțării, dă un efect bun.

Astfel, în schemele de comandă a mașinilor electrice cu MEA folosită drept amplificator de putere sumator, aceasta de regulă are patru înfășurări de comandă: pentru tensiunea semnalului de referință, pentru reacția elastică de stabilizare sau de ajustare a formei proceselor tranzitorii ale acționării, pentru reacția rigidă simplă sau funcțională de tensiune și pentru reacția rigidă simplă sau funcțională după curentul motorului principal.

Schemele regulatoarelor cu MEA se deosebesc de schemele de comandă cu mașini electrice prin prezența obligatorie a circuitelor de comparație a valorilor date cu cele reglate. Această comparație se poate efectua pe două înfășurări de comandă diferite ale MEA, sau pe un potențiometru comun și o singură înfășurare de comandă. Prin structura lor, regulatoarele cu mașini electrice sînt în majoritatea cazurilor statice și servesc pentru menținerea mărimii oarecare a acționării (vitezei, curentului, puterii etc.) la valoarea dată.

În fig. 10.5 este reprezentată schema de principiu a regulatorului cu mașini electrice pentru menținerea constantă a valorii curentului motorului, utilizat la acționările mecanismelor mașinilor de bobinat. În această schemă, pentru compararea valorii date

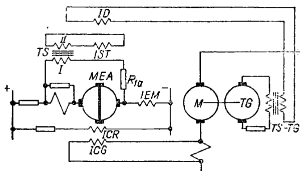



Fig. 10-5. Schema regulatorului cu mașini electrice pentru menținerea constantă a puterii la axul motorului.

cu cea reglată se utilizează două înfășurări de comandă ale MEA: *ICR* și *ICG*. În afară de acestea există încă două înfășurări de comandă: pentru stabilizarea regulatorului în regimurile tranzitorii (*IST*) și pentru micșorarea erorii dinamice de reglaj (*ISD*).

Mașina electrică amplificatoare se conectează în serie cu circuitul înfășurării de excitație a motorului și modifică automat excitația acestuia dacă curentul din indusul motorului se abate de la valoarea dată. În acest caz puterea la arborele motorului se menține constantă. Într-adevăr :

$$P=1{,}028\,Mn=1{,}028\,\Phi I_{CM}\frac{U\eta}{C_e\Phi}=k_M IU \qquad (10.5)$$

și pentru $I$ — const rezultă

$$P=\text{const}.$$

Curentul în înfășurarea de referință $ICR$ se fixează la o astfel de valoare încît pentru puterea dată la arborele motorului tensiunea magnetomotoare a acestei înfășurări să fie egală cu cea a înfășurării de comparație $ICG$. Dacă cuplul la axul motorului se abate de la valoarea dată apare un semnal de comandă datorită dezechilibrului tensiunilor magnetomotoare ale înfășurărilor $ICR$ și $ICG$ și mașina electrică amplificatoare, fiind excitată, modifică curentul în înfășurarea $IEM$ astfel încît viteza motorului să varieze cu o valoare la care curentul în indusul acestuia să se păstreze aproape constant prin urmare, puterea la arborele motorului se va menține constantă.

Pentru micșorarea abaterilor puterii la arborele motorului, în cazul încetinirilor sau accelerărilor, datorită componentei dinamice a curentului indusului, în schemă este prevăzută o reacție după derivata vitezei motorului, care cu ajutorul înfășurării $IED$ creează o excitație suplimentară a MEA. Prin aceasta se reduce eroarea din componenta dinamică a curentului indusului motorului.

Pentru stabilizarea funcționării regulatorului în regimurile tranzitorii, în schemă este prevăzută o reacție de stabilizare după derivata tensiunii MEA, care se realizează cu ajutorul transformatorului de stabilizare $TS$.

În fig. 10.6 este reprezentată o altă schemă de principiu a regulatorului cu mașini electrice pentru menținerea constantă a vitezei motorului, schemă utilizată pe scară largă la acționarea strungurilor cu o gamă largă de reglaj a vitezelor. În această schemă pentru compararea valorilor date cu cea reglată se folosește potențiometrul de însumare $P$, de la care semnalul de dezechilibru se aplică la o înfășurare de comandă a MEA.

Mașina electrică amplificatoare alimentează direct circuitul indusului motorului după schema MEA și asigură o gamă largă

de reglaj a vitezei de acționare. Valoarea vitezei este dată de potențiometrul de însumare $P$ prin deplasarea corespunzătoare a cursorului acestuia. Tensiunea $U_r$ este tensiunea de referință și determină nivelul vitezei de acționare care trebuie să fie păstrat cu ajutorul regulatorului pe întreaga gamă a sarcinii la arborele motorului. Tensiunea de comparație $U_r$, proporțională cu viteza de rotație a motorului, se ia de la puntea formată de însăși elementele circuitului principal al acționării. O astfel de schemă nu necesită utilizarea tahogeneratoarelor și permite conectarea în diagonala punții a unei înfășurări de comandă a MEA cu rezistență mică, datorită cărui fapt crește factorul de menținere a vitezei motorului.

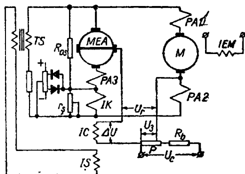


Fig. 10-6. Schema regulatorului cu mașini electrice pentru stabilizarea vitezei motorului într-o gamă largă de variație a acesteia.

Tensiunea în diagonala punții se obține egală cu:

$$U_r = E - I_2R_a - \frac{C_en - T_2R_a}{2} = \frac{C_en}{2} + \frac{I_2}{2}(R - R_2). \qquad (10.6)$$

Dacă puntea este echilibrată:

$$R = R_{pa1} + R_{am} = R_{pa2} + R_{tk} + R_{pa3} = R_{\Sigma}. \qquad (10.7)$$

tensiunea în diagonala punții devine proporțională cu viteza motorului:

$$U_r = \frac{C_en}{2}; \qquad (10.8)$$

prin urmare regulatorul a cărui schemă este reprezentată în fig. 10.6 va asigura menținerea vitezei motorului. Precizia de menținere va fi determinată de valoarea factorului de amplificare de tensiune al sistemului.

Pentru micșorarea distorsiunilor caracteristicilor și pentru limitarea cuplului de sarcină, în schemă este utilizată o reacție de tensiune și un grad variabil de compensare al MEA. Datorită acestuia din urmă, la suprasarcină viteza acționării scade chiar pînă la oprirea completă.

Stabilizarea funcționării acționării în regimurile tranzitorii se realizează cu ajutorul reacție IS după derivata tensiunii MEA, cu ajutorul transformatorului de stabilizare *TS*.

Din examinarea schemelor reprezentate mai sus ale regulatoarelor cu mașini electrice se vede că acestea completează schemele de comandă cu mașini electrice și permit obținerea unor performanțe superioare ale acționării. De exemplu, schema acționării cu regulator cu mașini electrice dă posibilitatea de a lărgi gama de reglaj a vitezei în sistemul G—M de curent continuu pînă la 1 : 100 și mai sus.

Ca și în schemele de comandă cu mașini electrice, în schemele regulatoarelor cu MEA cu cîmp transversal există de obicei, patru sau trei înfășurări de comandă. Două înfășurări se utilizează pentru compararea semnalelor valorii de referință și a celei reglate, a treia — pentru limitarea acțiunii sau pentru corectarea dinamică a regulatorului și a patra — pentru stabilizarea funcționării acestuia în procesele tranzitorii.

## 10.2. Schemele de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal și cu amplificatoare auxiliare

Mașinile electrice amplificatoare cu cîmp transversal cu dispozitive amplificatoare auxiliare, ca și MEA cu mai multe înfășurări, se utilizează în schemele de comandă și reglare cu mașini electrice și în sistemele de urmărire.

Spre deosebire de schemele de automatizare cu mașini electrice cu MEA avînd mai multe înfășurări, schemele cu MEA și cu amplificatoare auxiliare folosesc elemente de corecție pentru curenți mai slabi, pentru care acestea pot fi prevăzute cu elemente de corecție mai precise prin care se asigură cele mai bune proprietăți de funcționare și o precizie mai înaltă a acestor sisteme.

De exemplu, în fig. 10.7 este reprezentată schema acționării cu amplificator auxiliar la MEA și cu filtre în circuitele de comandă pentru obținerea caracteristicilor mecanice cu limitarea cuplului. Pentru micșorarea distorsiunilor caractersticilor, MEA este cuprinsă de o reacție rigidă puternică după tensiunea de ieșire (circuitul înfășurării de comandă *IC* 1). Celelalte înfășurări de comandă ale MEA sînt conectate în serie la ieșirea amplificatorului auxiliar *AA*. În schemele de automatizare cu mașini elec-

trice de tipul dat, amplificatorul auxiliar este realizat de obicei ca amplificator magnetic cu cîteva înfășurări de comandă, pentru însumarea semnalului de referință și a celui de corecție. Semna-

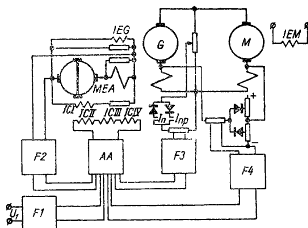



Fig. 10-7 Schema de principiu a acționării automatizate cu amplificator auxiliar la MEA și cu filtre în circuitele de comandă.

lul de referință $U_1$ se aplică la înfășurarea de comandă a amplificatorului auxiliar prin filtrul $F1$ (fig. 10.8). Datorită condensatorului $C_1$ din filtrul $F1$, la aplicarea sau suprimarea tensiunii $U_1$, curentul din înfășurarea de referință a amplificatorului auxiliar crește cu o anumită constantă de timp, ceea ce face să se obțină o variație foarte lină a vitezei atît la pornire cît și la frînarea acționării.

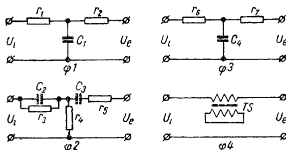



Fig. 10-8. Schemele filtrelor tip pentru sisteme de acționare automatizată cu MEA și cu amplificator magnetic auxiliar.

Stabilizarea și ajustarea formei regimului de forțare se realizează în schema dată cu ajutorul tensiunii MEA prin filtrul $F2$. Acest filtru se utilizează în locul transformatorului de stabilizare folosit în scheme asemănătoare fără amplificator auxiliar, și formează

circuitul de reacție negativă elastică după tensiunea mașinii electrice amplificatoare. Filtrul $F2$, în afara primei derivate, separă și un semnal proporțional cu a doua derivată a tensiunii MEA, introducerea căreia în schemă asigură un caracter mai favorabil al desfășurării procesului tranzitoriu, permițînd îmbunătățirea funcționării în regimul de forțare.

Întreruperea forțării se efectuează prin circuitul reacției de limitare a tensiunii generatorului $G$. Semnalul reacției de limitare a tensiunii generatorului se aplică la amplificatorul auxiliar prin filtrul $F3$ care servește la îmbunătățirea calității procesului tranzitoriu la reversare.

Pentru limitarea curentului de sarcină al motorului acționării, în schema reprezentată în fig. 10.7 este prevăzută o reacție negativă de curent cu acțiune de limitare. Semnalul reacției de curent cu acțiune de limitare se aplică la amplificatorul auxiliar prin filtrul $F4$. Acest filtru conține un transformator cu gabarit redus $TS$, o parte din spirele înfășurării secundare a acestuia fiind scurtcircuitate. Un astfel de transformartor este analog cu elementul integrator $RC$, însă spre deosebire de acesta are o rezistență mică, ceea ce permite utilizarea filtrului $F4$ în circuitul de limitare cu rezistență mică. Fitrul $F4$ mărește stabilitatea funcționării, cînd acționează limitarea.

Astfel utilizarea filtrelor în circuitele semnalului de referință și a reacțiilor nu modifică caracteristicile statice ale acționării, care în cazul dat se determină cu următoarea ecuație:

a) pe porțiunea de lucru:

$$n=\frac{\alpha k_a k'_{e0} k_g U_1}{C_e(1+\beta k_a k'_{e0} k_g)}-\frac{I_2 r_2}{C_e(1+\beta k_a k_{e0} k_g)}; \qquad (10.9)$$

b) pe porțiunea de limitare a cuplului acționării

$$I_2=\frac{\alpha k_a k'_{e0} k_g U_1}{(R_2+\gamma k_a k'_{e0} k_g)}-\frac{C_e n}{(R_2+\gamma k_a k'_{e0} k_g)}, \qquad (10.10)$$

unde valoarea echivalentă a factorului de amplificare al MEA cu cîmp transversal avînd în vedere acțiunea reacției rigide negative se determină cu relația:

$$k'_{e0}=\frac{k_{e0}}{1+k_{e0} k_{rt}}, \qquad (10.11)$$

unde $k_{rt}$ este factorul reacției de tensiune al MEA.

Caracteristicile dinamice ale acționării, cînd există filtre în circuitele de comandă și de corecție, după cum a arătat experiența lucrărilor Biroului central de construcție „Electroprivod" sînt mult mai bune din punct de vedere al desfășurării line a proceselor și al diagramei de curent al motorului.

Schemele regulatoarelor cu MEA utilizînd amplificatoare auxiliare se caracterizează, ca și schemele analoge simple, prin prezența circuitului de comparație a valorii de referință cu cea reglată, însă se deosebesc printr-o precizie mult mai mare.

În schema regulatorului de viteză (fig. 10.9) există două subansambluri pentru menținerea acesteia la un nivel constant dat, ceea ce asigură lărgirea gamei de reglaj a vitezei. Primul regulator principal conține potențiometrul $P_2$, tahogeneratorul $TG$ și amplificatorul auxiliar $AA$, care funcționează pe înfășurările de comandă ale amplificatorului $IC$ 1 și $IC$ 2. Cel de-al doilea regulator auxiliar stabilizează viteza prin menținerea la un nivel riguros dat a tensiunii MEA. Acest regulator conține reostatul de fixare a vitezei $P_1$, rezistența $r_n$ din circuitul reacției de tensiune și înfășurarea de comandă $IC\,4$ a amplificatorului.

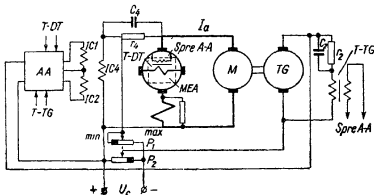



Fig. 10-9. Schema de principiu a acționării MEA-M cu amplificator auxiliar în circuitul stabilizării automate a vitezei pentru lărgirea gamei de reglare.

Întreaga gamă de reglaj a vitezei acționării se împarte în trei subgame. În prima, cea inferioară, circuitul reostatului $P_1$ — înfășurarea de referință $IC\,4$ se întrerupe și valoarea se fixează prin reglarea tensiunii de comparație din circuitul tahometric al regulatorului de viteză cu ajutorul potențiometrului $P_2$. În cea de-a două subgamă, cea medie, valoarea vitezei acționării se

fixează prin reglarea concomitentă a curentului în circuitul tahometric al regulatorului de viteză. În cea de-a treia subgamă, cea superioară, circuitul tahometric se întrerupe și valoarea vitezei se fixează numai prin regularea curentului din circuitul înfășurării $IC\,4$ cu ajutorul reostatului $P_1$.

Astfel, în prima subgamă schema funcționează sub acțiunea regulatorului de viteză și a reacției negative puternice după tensiunea MEA realizată cu înfășurarea $IC4$. În cea de-a doua subgamă, prin alegerea tensiunii de comparație luată de la potențiometrul $P_2$, se obține ca regulatorul de viteză să aibă numai o acțiune stabilizatoare asupra vitezei acționării, fără a determina nivelul acesteia. În cea de-a treia subgamă, regulatorul de viteză se deconectează deoarece tensiunea tahogeneratorului devine inadmisibilă pentru regulator și pentru însuși tahogenerator.

Pentru subgama medie, unde acționează ambele regulatoare, ecuația vitezei acționării, în cazul general, poate fi scrisă sub următoarea formă :

$$n=\frac{\alpha_1 k_{e4} U_1 + k_a k_{e4} U_c}{C_e\left(1+\beta k_{e4}+\frac{C_{et}}{C_e} k_a k_{e12}\right)}-\frac{I_a (r_{em}+r_m \beta k_{e4})}{C_e\left(1+\beta k_{e4}+\frac{C_{et}}{C_e} k_a k_{e12}\right)}. \quad (10.12)$$

Din datele uzinei constructoare de mașini Sverdlovsk, acționările cu regulatoare avînd mașini electrice executate după schema reprezentată în fig. 10.9 asigură variația vitezei în raportul 2 000 : 1, valoarea minimă fiind 2 rot/min.

Sistemele de urmărire electromecanice reprezintă o clasă specială de regulatoare, destinate reproducerii cu o anumită precizie a deplasărilor unghiulare ale mecanismului acționat. O particularitate caracteristică a acestor sisteme o reprezintă prezența dispozitivului discriminator electromecanic sub formă de subansamblu de comparație a pozițiilor unghiulare ale axului de referință și ale axului mecanismului executor. Funcționarea sistemelor de urmărire electromecanice are loc sub acțiunea semnalului de necorespondență a pozițiilor unghiulare ale axului de referință și ale axului mecanismului executor.

Pentru obținerea semnalului proporțional cu abaterea pozițiilor unghiulare ale axului de referințe și axului mecanismului din sistemul de urmărire (fig. 10.10), selsinurile se conectează după schema de transformator. În această schemă înfășurarea primară a selsinului generator $SG$ se alimentează de la rețeaua de curent alternativ, iar înfășurarea secundară trifazată se conectează cu

înfășurarea trifazată a selsinului receptor *SR*. În acest caz la bornele înfășurării monofazate de ieșire a selsinului receptor se induce o tensiune, a cărei valoare este proporțională cu sinusul unghiului de necorespondență a pozițiilor instantanee ale axelor:

$$U_s = U_m \sin\theta, \qquad (10.13)$$

unde $\theta = \theta_r - \theta_0$ este unghiul de necorespondență.

În cazul unghiurilor mici de necorespondență tensiunea $U_s$ se consideră proporțională cu valoarea unghiului de abatere:

$$U_s \approx k_0\,\theta. \qquad (10.14)$$

Semnalul de necorespondență obținut în dispozitivul discriminator se aplică la intrarea amplificatorului electronic *AA* cu două etaje, la ieșirea căruia sînt conectate înfășurările de comandă ale MEA. În cazul dispozitivului discriminator cu selsinuri, primul etaj se alimentează de la rețeaua de curent alternativ și funcționează ca amplificator sensibil la fază, iar cel de-al doilea etaj funcționează, de regulă, în curent continuu și este un etaj de amplificare de putere.

Pentru stabilizarea funcționării sistemului de urmărire în regimurile dinamice se utilizează reacții după viteză sau după tensiunea motorului executor. În circuitul reacției de stabilizare există de obicei un filtru care permite introducerea în sistem a unor semnale de corecție nu numai după viteza motorului, ci și după derivata acesteia. Deoarece tensiunii de referință a sistemului de urmărire îi corespunde viteza motorului, iar necorespondența se apreciază după poziția unghiulară a axului mecanismului, dispozitivul de măsurat este legat printr-o relație integrală de viteza motorului. De aceea, la redarea pozițiilor unghiulare, sistemele de urmărire acționează ca dispozitive astatice și eroarea statică a acestora în cazul de funcționare ideal fără jocuri și fără sarcină este nulă.

Fig. 10-10 Schema de principiu a sistemului de urmărire cu dispozitiv de măsurare cu selsinuri a unghiurilor.

Eroarea sistemelor de urmărire se apreciază după redarea unei viteze constante de intrare $\omega_r$. În acest caz, precizia sistemului de urmărire este caracterizată de factorul de calitate prin care se înțelege raportul dintre viteza de intrare și eroarea unghiulară $\theta_\infty$ în regim staționar a sistemului de urmărire:

$$D = \frac{\omega_r}{\theta_\infty} = \frac{k_0 k_r k_a k_{e0}}{C_2} \quad [1/s], \qquad (10.15)$$

unde $k_0$ este coeficientul de proporționalitate dintre tensiunea semnalului și unghiul de necorespondență;

$k_r$ — coeficient de reducere, valoarea inversă a raportului de transmisie de la axul motorului la axul selsinului receptor;

$k_a$ și $k_{e0}$ — factorii de amplificare de tensiune ai *AA* și MEA.

Sistemele de urmărire electromecanice moderne au factori de calitate destul de ridicați, atingînd 800 l/s și mai mult la cele rapide.

Din examinarea schemelor de automatizare cu mașini electrice cu MEA cu cîmp transversal și amplificator auxiliar reprezentate mai sus rezultă că aceste sisteme au indici mai buni ai caracteristicilor de funcționare.

La crearea acestor sisteme cel mai frecvent se utilizează amplificatoare auxiliare cu schemă simetrică și MEA cu înfășurări de comandă diferențiale. Pentru corectarea suplimentară a funcționării, MEA are adesea înfășurări separate de comandă.

## 10.3. Caracteristicile statice ale sistemelor de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal

Analiza caracteristicilor statice ale sistemelor de automatizare permite să se aprecieze proprietățile de funcționare ale acestora în regimurile staționare și să se determine atît structura optimă cît și combinația optimă a parametrilor elementelor pentru condițiile date de funcționare.

Prin urmare, analiza caracteristicilor statice ale sistemelor de automatizare stă la baza metodelor de calcul ale acestora. În acest caz după caracteristicile statice se calculează factorii de amplificare ai elementelor circuitului principal de trecere a semnalului de comandă, cît și parametrii tuturor reacțiilor rigide.

Parametrii reacțiilor elastice se determină prin corectarea (la forma dată) a proceselor tranzitorii ale sistemului cu reacțiile rigide date.

Calculul parametrilor statici se împart în trei grupe după cele trei clase de sisteme de automatizare cu mașini electrice : sisteme de comandă, sisteme de reglaj și sisteme de urmărire.

### *A. Caracteristicile și parametrii statici ai elementelor sistemelor de comandă cu* MEA *cu cîmp transversal*

Comanda cu MEA cu cîmp transversal se utilizează la automatizarea următoarelor clase de sisteme :

a) cu gamă lărgită de reglaj a vitezei acționării ;

b) cu caracteristici de funcționare speciale ale acționării ;

c) cu caracteristici dinamice speciale ale acționării.

Calculul caracteristicilor statice ale grupei sistemelor cu gamă lărgită de viteze de acționare se efectuează de obicei plecînd de la necesitatea asigurării unei erori statice minime în întreaga gamă. Pentru această grupă de sisteme se poate considera tipică schema cu reacție pozitivă rigidă după curentul motorului si cu reacție negativă rigidă după tensiune ; această schemă este reprezentată în fig. 10.2.

Calculul caracteristicilor statice și alegerea factorilor de reacție în schema examinată se efectuează în două etape. În prima etapă se alege valoarea reacției pozitive de curent a sistemului ; aceasta trebuie să fie astfel, încît cînd variază sarcina între anumite limite (de la $I_0$ la $I_{max}$. abaterile vitezei să fie minime și egale între ele. Înlăturarea completă a abaterii vitezei motorului cu ajutorul reacției pozitive rigide liniare nu poate reuși din cauza neliniarității caracteristicilor MEA cu cîmp transversal și ale generatorului, de aceea, micșorarea în continuare a abaterilor vitezei motorului se realizează prin introducerea unei reacții negative rigide după viteză sau tensiune. În cea de-a doua etapă se alege valoarea reacției negative de viteză sau de tensiune a motorului, pentru micșorarea abaterilor neliniare ale vitezei acestuia pînă la o valoare minimă rațională.

Aprecierea efectului reacțiilor de curent, după cum s-a arătat în primul capitol, se efectuează cu ajutorul triunghiului caracteristic, la construirea căruia caracteristica de scurtcircuit ia în considerație prezența în schemă a acestor reacții.

Trasarea caracteristicilor motorului în sistemul de comandă cu mașini electrice, avînd o reacție pozitivă de curent, este reprezentată în fig. 10.11.

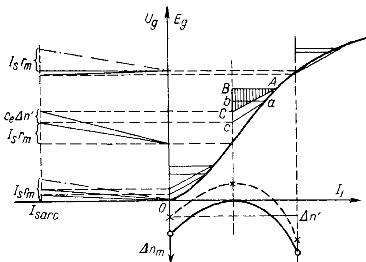



Fig 10-11 Determinarea grafică a valorii reacției pozitive de curent în schema din fig. 10-2

În primul cadran este trasată caracteristica rezultantă de mers în gol a MEA — generator din sistemul G-M, în cel de-al doilea — caracteristica tensiunii generatorului în sarcină cu reacția de curent în funcțiune, iar în cel de-al patrulea — caracteristica variației abaterii vitezei la plină sarcină în funcție de curentul de comandă.

Construcția se efectuează în modul următor. În cel de-al doilea cadran, pentru un semnal de comandă corespunzător funcționării pe porțiunea liniară a caracteristicii $E_g = f_1(I_1)$, se trasează caracteristica $U_g = f_2(I_{ag})$ astfel încît să asigure compensarea căderii de tensiune din circuitul indusului motorului $I_a r_m$, fapt datorită căruia în întreaga gamă de variație a sarcinii t.e.m. a motorului se va menține constantă și în mod corespunzător și viteza acestuia. Cu ajutorul caracteristicii externe date a generatorului în primul cadran, și al valorii căderii de tensiune în indusul acestuia $I_a r_g$ se trasează triunghiul caracteristic *abc*. Mai departe cu ajutorul acestui triunghi se trasează caracteristicile externe ale generatorului pentru semnalul de comandă maxim și minim. Abaterile caracteristicilor obținute față de cele date, exprimate

în viteza motorului, va da abaterea acesteia de la valoarea dată. În cadranul al patrulea, în funcţie de curentul de comandă se trasează curba abaterilor vitezei pentru curentul de sarcină nominal al motorului. Această curbă arată că abaterile vitezei motorului sînt de acelaşi semn pentru curenţii de comandă maxim şi minim în comparaţie cu abaterea nulă, pentru valoarea medie de calcul a curentului de comandă.

Drept acordare optimă a reacţiei pozitive de curent a sistemului examinat se consideră de obicei aceea, pentru care abaterile pozitive şi negative ale vitezei sînt aproximativ egale între ele.

După caracteristica externă corectată a sistemului se repetă construcţia şi se determină triunghiul caracteristic corectat *ABC*. Folosind acest triunghi se trasează din nou caracteristica externă a generatorului pentru semnalele de comandă maxim şi minim şi se verifică valoarea abaterii vitezei de acţionare pe întreaga gamă de variaţie a semnalului de comandă. Apoi, se face o construcţie auxiliară a triunghiului caracteristic natural şi a triunghiului caracteristic necesar şi se determină factorul reacţiei pozitive de curent (fig. 10.12).

Pentru obţinerea triunghiului caracteristic necesar, punctul de scurtcircuit *k* trebuie deplasat în punctul *k'* aflat pe prelungirea liniei *BC*, adică caracteristica de scurtcircuit a sistemului cu reacţie pozitivă de curent $I_{2scr}$ trebuie să treacă prin punctul *k'*. Pentru aceasta caracteristica reacţiei de curent trebuiesă treacă prin punctele *C* şi *K*.

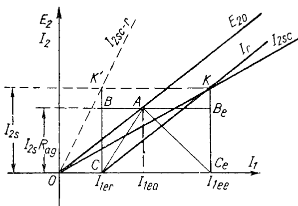



Fig. 10-12. Determinarea reacţiei de curent prin compararea triunghiului caracteristic natural cu cel rezultat.

Avînd caracteristica reacţiei pozitive, factorul acesteia pentru schema reprezentată în fig. 10.2 se calculează cu formula:

$$\gamma = r_1 \left(\frac{I_{1ee} - I_{1er}}{I_{2s}}\right). \qquad (10.16)$$

Reacția negativă după tensiunea generatorului servește la micșorarea abaterilor remanente ale vitezei motorului. Ea este utilă și pentru micșorarea influenței histerezei MEA și a generatorului. Reacția de tensiune este echivalentă cu reacția după t.e.m. a gene-

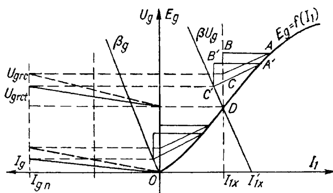



Fig. 10-13. Construcția grafică pentru determinarea tensiunii generatorului cînd există reacție pozitivă de curent și reacție negativă de tensiune după schema reprezentată în fig. 10-2.

ratorului și o reacție pozitivă suplimentară după curentul motorului. Neglijînd abaterea vitezei motorului datorită componentei de curent a reacției după tensiunea generatorului se va examina determinarea aproximativă a factorului acesteia din urmă, considerînd-o ca reacția după t.e.m. a generatorului.

Aprecierea efectului reacției după t.e.m. a generatorului poate fi făcută atît analitic cît și cu ajutorul unei construcții grafice suplimentare reprezentate în fig. 10.13.

La examinarea analitică, factorul de reacție după tensiunea generatorului poate fi determinat din condiția unui anumit grad de micșorare a abaterii vitezei motorului cînd se introduce această reacție :

$$\delta_{min} = \frac{\Delta n_{rct}}{\Delta n_{rc}} = \frac{\left[1 - \gamma \frac{k_{e0} k_g}{r_2} \left(1 + \left(1 - \frac{r_{2g}}{r_2}\right) \frac{\beta r_2}{\gamma}\right)\right]}{(1 + \beta k_e k_g) \left(1 - \gamma \frac{k_{e0} k_g}{r_2}\right)}, \qquad (10.17)$$

de unde factorul de reacție de tensiune poate fi obținut aproximativ din relația:

$$\beta = \frac{1-\delta_{min}}{k_{e0} k_g \left(\delta_{min} + \frac{1-r_{2g}/r_2}{1-\gamma k_{e0} k_g / r_2}\right)}. \quad (10.18)$$

În cazul construcției grafice (fig. 10.13) în primul cadran se trasează caracteristica de mers în gol a cascadei MEA — generator, în al doilea — caracteristicile externe ale generatorului cînd există numai reacția de curent și caracteristica necesară în cazul cînd există ambele reacții: pozitivă după curentul motorului și negativă după tensiunea generatorului. Construcția are ca scop găsirea unei astfel de caracteristici de reacție negativă $RT$, pentru care se obține caracteristica externă necesară a generatorului. Pentru a micșora pînă la zero abaterea vitezei motorului pentru valorile medii ale semnalului de comandă (fig. 10.11), triunghiul caracteristic $ABC$ trebuie coborît cu valoarea $\Delta E = c_e \Delta n'$. În noua sa poziție $A'B'C'$ punctele $C'$ și $D$ determină caracteristica reacției rigide după tensiunea generatorului. Rezolvînd împreună triunghiurile $ABD$ și $A'C'D$ se obține următoarea expresie pentru factorul de reacție rigidă după tensiunea generatorului:

$$\beta = 1 + \frac{I_s (2r_{2g} + \gamma k_{e0} k_g) - I_{ee} r_1 k_{e0} k_g}{C_e \Delta n'}. \quad (10.19)$$

Precizarea ulterioară a factorilor de reacție $\beta$ și $\gamma$ se efectuează la lucrările experimentale de punere la punct.

Calculul parametrilor reacțiilor din grupa a doua de sisteme se efectuează plecînd de la o serie de puncte caracteristice date ale caracteristicilor de funcționare necesare ale acționării.

Ca schemă tip se va examina comanda mașinilor electrice pentru obținerea caracteristicilor de funcționare ale acționării cu limitarea cuplului de sarcină (vezi fig. 10.3). Această schemă conține o reacție negativă de limitare a curentului de sarcină și o reacție neliniară după tensiunea generatorului. Caracteristicile statice ale schemei date se pot obține grafic printr-o construcție reprezentată în fig. 10.14.

În construcția grafică se presupune că tensiunea de comparație din circuitul reacției de limitare de curent este aleasă în mod corespunzător și că această reacție nu acționează asupra vitezelor de lucru. Se presupune de asemenea că rezistențele

neliniare ale elementelor redresoare din circuitul reacției de tensiune sînt astfel alese încît această reacție practic nu acționează în zona de limitare a cuplului. În afară de aceasta, la determinarea factorului reacției de tensiune se va neglija componenta de curent a acesteia, considerînd-o ca reacție după t.e.m. a generatorului.

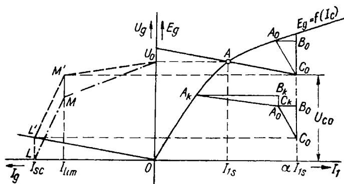



Fig. 10-14. Construcția grafică pentru determinarea factorilor reacțiilor de limitare din sistemul de comandă a acționării cu limitarea cuplului de sarcină, conform fig. 10-3.

Construcția grafică se efectuează în modul următor. În primul cadran al graficului se trasează caracteristica de mers în gol a cascadei MEA — generator, în cel de-al doilea cadran — punctele date ale caracteristicii mecanice necesare la scara t.e.m. a motorului și a curentului motorului ($U_0MI_{sc}$) și caracteristica căderii de tensiune din circuitul indusului motorului ($OL'$).

Adunînd grafic t.e.m. a motorului cu căderea de tensiune din circuitul indusului acestuia se obține caracteristica de bază a acționării sub forma variației necesare a tensiunii generatorului ($U_0M'L'$). Tensiunea generatorului, pentru curentul de limitare, corespunde tensiunii de comparație a reacției de limitare a tensiunii generatorului. De aceea, trasînd o linie orizontală prin punctul $M'$ și așezînd între aceasta și caracteristica de mers în gol în primul cadran triunghiul caracteristic natural ale cărui dimensiuni corespund curentului de limitare $I_{lim}$, se determină valoarea $\alpha I_{1s}$ a curentului din înfășurarea de comandă de referință a MEA.

Punctul tensiunii de mers în gol $U_0$ a acționării determină punctul $A$ pe caracteristica de mers în gol, prin care trebuie să treacă caracteristica reacției de limitare. Concomitent punctul $A$ de pe caracteristica de mers în gol determină curentul echivalent

de comandă al MEA $I_{1s}$ pentru mersul în gol al acționării. Trasînd o dreaptă prin punctul $A$ și vîrful $C_0$ al triunghiului caracteristic pentru curentul de limitare, se obține caracteristica reacției neliniare după tensiunea generatorului. În intervalul de sarcină de la curentul de tăiere pînă la curentul de scurtcircuit, reacția neliniară de tensiune nu acționează și tensiunea generatorului este determinată de acțiunea reacției de limitare a curentului. Pentru curentul de scurtcircuit tensiunea $U_L$ a generatorului este determinată de punctul $L'$. Trasînd o orizontală prin punctul $L'$ pînă la intersecția cu linia $\alpha I_{1c}$ a curentului înfășurării de referință a MEA, se obține un punct pentru construirea triunghiurilor caracteristice. Pe linia $\alpha I_{1s}$ în punctul $C_0$ se construiește triunghiul caracteristic natural $A_0B_0C_0$. Apoi în vîrful $A_0$ al acestui triunghi se trasează cel de-al doilea triunghi caracteristic corectat $A_kB_kC_k$ avînd în vedere acțiunea reacției de curent. Construcția triunghiului $A_kB_kC_k$ se face cu ajutorul catetei $C_kB_k$ și a punctului de intersecție al orizontalei trasate prin vîrful $B_k$ cu caracteristica de mers în gol a cascadei MEA — generator. Cateta $C_kB_k$ este proporțională cu diferența dintre curentul de scurtcircuit și cel de limitare $(I_{sc}-I_{lim})$, și poate fi determinată din relația

$$B_kC_k=B_0C_0\left(\frac{I_{sc}}{I_{lim}}-1\right).$$

Pentru curentul de limitare triunghiul caracteristic corectat degenerează într-un punct și tensiunea generatorului este determinată de punctul $C_0$.

Parametrii echivalenți ai reacției neliniare după tensiunea generatorului, conform construcției din fig. 10.14, se determină cu următoarele relații:

tensiunea de comparație

$$U_{CV}=U_{c0}\left(\frac{W_{rt}\,r_1}{W_1\,r_{rt}}\right); \qquad (10.20)$$

factorul de reacție

$$k\beta=\left[\frac{(\alpha-1)\,I_{1s}}{E_{r0}-U_0}\right]\left(\frac{W_{rt}\,r_1}{W_1\,r_{rt}}\right). \qquad (10.21)$$

Parametrii reacției de curent se determină din compararea triunghiului caracteristic natural cu cel necesar printr-o construcție auxiliară (fig. 10.15).

În diagrama triunghiurilor caracteristice (fig. 10.15) se determină mai întîi caracteristica de scurtcircuit a reacției necesare de curent. $I_{gk\,r} = f_2/I_{1s}$, iar apoi se trasează caracteristica reacției de curent $\gamma I_g = f_r(I_{1s})$.

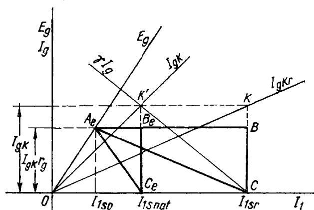



Fig. 10-15. Determinarea reacției de curent prin compararea triunghiurilor caracteristice pentru schema din fig. 10-3.

Factorul reacției de curent se determină după panta caracteristicii reacției și poate fi calculată din următoarea relație:

$$k_\gamma = \frac{W_{rc}}{W_1} \cdot \frac{m_{I1}}{m_{Ig}} \operatorname{arc\,tg} \gamma = \left(\frac{I_{1sr} - I_{1s\,not}}{I_{gk}}\right)\left(\frac{W_{rc}}{W_1}\right). \qquad (10.22)$$

Tensiunea de comparație din circuitul reacției de curent se determină din relația:

$$U_{CI} = k_\gamma I_{lim}\left(\frac{W_1}{W_{rc}}\right) r_{rc}. \qquad (10.23)$$

La calculele de verificare cu metoda expusă mai sus se pot construi caracteristicile statice ale sistemului luîndu-se în considerație și histereza mașinilor.

Calculul parametrilor reacțiilor celei de-a treia grupe de sisteme de comandă cu mașini electrice se efectuează plecînd de la punctele caracteristice date ale caracteristicilor dinamice dorite. Ca exemplu tip pentru această grupă de sisteme se va examina schema pentru forțarea proceselor de pornire în sistemul *G-M* de curent continuu (vezi fig. 10.4).

Punctele caracteristice ale caracteristicii dinamice dorite a sistemului de forțare de obicei sînt: punctul primului maxim al tensiunii de excitație, punctul tensiunii de excitație minime, cores-

punzător cuplului dinamic prescris la pornire şi punctul de suprimare a forţării (cel de-al doilea maxim al tensiunii de forţare *LMN* din fig. 10.1, *c*).

Utilizarea intensă a proprietăţilor motorului în regimurile de pornire cu forţare se realizează prin încărcarea continuă a acestuia cu curentul maxim admis în tot timpul pornirii. Pentru asigurarea unui astfel de proces, în sistemul G-M tensiunea de excitaţie a generatorului trebuie să varieze după legea :

$$\alpha U_{erg} = \frac{I_2 R_2}{k_g}\left[\left(\frac{T_g + T_M}{T_M}\right) + \frac{t}{T_M}\right]. \qquad (10.24)$$

Ritmul maxim de creştere a curentului motorului în primul moment de pornire se realizează prin aplicarea la înfăşurarea de excitaţie a generatorului a tensiunii maxime posibile (primul vîrf al tensiunii de excitaţie). Pentru reducerea cît mai rapidă a forţării la suprimarea forţării este de dorit să se creeze un vîrf invers de scurtă durată cu tensiunea maximă de excitaţie pentru timpul de trecere a sistemului în regimul de funcţionare cu viteza staţionară (punctul *S* în fig. 10.1, *c*).

Ajustarea procesului descris de variaţie a tensiunii generatorului în timpul pornirii acţionării cu forţare (vezi fig. 10.4) se realizează cu ajutorul transformatorului de stabilizare *TS*. Suprimarea forţării în schema examinată se efectuează cu ajutorul reacţiei de limitare a tensiunii generatorului.

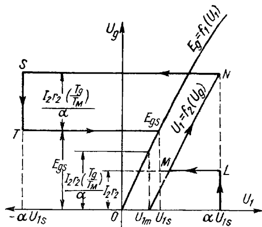



Fig. 10-16. Caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu maşini electrice pentru forţarea proceselor după graficul optim reprezentat în fig. 10-1, *c*.

Caracteristicile statice ale sistemului se construiesc în funcţie de tensiunea generatorului. Traducînd caracteristica dinamică dată a pornirii acţionării (vezi fig. 10.1, *c*) în coordonatele tensiunii generatorului se obţine caracteristica statică necesară a excitaţiei acestuia (fig. 10.16), cu ajutorul căreia se efectuează toate calculele ulterioare.

După cum rezultă din fig. 10.16, tensiunea de excitație în intervalul de t.e.m. a generatorului egală cu $I_{2M}r_2$ trebuie să rămînă la nivelul maxim $\alpha U_{1S}$ pentru creșterea curentului în circuitul G-M pînă la valoarea $I_{2M}$ în timpul cel mai scurt. Deoarece se poate considera că curba de creștere a vitezei acționării, în cazul pornirii fără forțare este deplasată față de curba de creștere a t.e.m. a generatorului cu valoarea $t_3 \approx T_M$, timpul de creștere a curentului în sistemul G-M, în cazul pornirii cu forțare trebuie să fie de cel puțin

$$t_3 \geqslant \frac{T_g T_M}{T_g - T_M} \ln \frac{T_g}{T_M}. \qquad (10.25)$$

Apoi, în intervalul de timp propriu al pornirii sistemului pînă în momentul suprimării forțării (de la $M$ la $N$) tensiunea de excitație trebuie să crească liniar o dată cu tensiunea generatorului cu un surplus.

$$U_{1m} = \frac{I_2 r_2}{\alpha k_g}\left(\frac{T_g}{T_M}\right). \qquad (10.26)$$

La sfîrșitul intervalului de pornire, în punctul $N$ de suprimare a forțării, tensiunea de excitație a generatorului nu trebuie să depășească valoarea maximă $\alpha U_{1c}$:

$$\alpha U_{1c} k_g = E_{gn} + I_e r_2 \left(\frac{T_g}{T_M}\right); \qquad (10.27)$$

de aici coeficientul de forțare al sistemului G-M de curent continuu poate fi determinat de relația

$$\alpha = \frac{I_{2M} r_2}{E_{gn}}\left(\frac{T_g}{T_M}\right) + 1. \qquad (10.28)$$

Evident că creșterea curentului în sistemul G-M pînă la valoarea dată $I_{2M}$ pentru coeficientul de forțare dat, $\alpha$, se produce automat, deoarece coeficientul de forțare necesar al primului maxim este:

$$\alpha_1 = \frac{I_{2M} r_2}{E_{gn}}\left(\frac{T_g}{T_M}\right) < \alpha. \qquad (10.29)$$

După terminarea pornirii sistemului în punctul $N$ de suprimare a forțării se aplică dezexcitarea totală a generatorului pentru micșorarea rapidă a tensiunii pînă la valoarea staționară $U_{1S}$.

Construcția caracteristicilor statice pentru calculul parametrilor sistemului de comandă al acționării G-M cu forțare și cu limitare printr-o reacție blocată este reprezentată în fig. 10.17.

Construcția se efectuează în coordonatele $U_g$ și $U_1$ pentru pornirea acționării la mers în gol. Pe diagramă în primul rînd se trasează caracteristica t.e.m. a generatorului în funcție de tensiunea de excitație a acestuia. Apoi, după curentul dinamic dat de pornire $I_{2M}$, plecînd de la condiția de menținere constantă a acestei valori în timpul pornirii, se construiește curba tensiunii MEA cu cîmp transversal în funcție de tensiunea generatorului. Cu formula arătată mai sus (10.28) se calculează coeficientul de forțare $\alpha$ și se trasează linia tensiunii excitației de referință $\alpha U_{1S}$. Apoi, se calculează căderea de tensiune din circuitul indusurilor sistemului G-M și se determină punctul $L$ de tăiere al primului maxim al curbei tensiunii totale de excitație a generatorului. Apoi se determină valoarea $U_{1M}$ a excitației suplimentare a generatorului pentru pornire cu curentul $I_{2M}$ dat și se trasează dreapta $MN$ de variație a tensiunii de excitație în intervalul de pornire a acționării. Procesul de pornire se va termina în punctul $N$ de intersecție a liniei de variație a tensiunii cu linia tensiunii de referință, unde trebuie să se producă suprimarea forțării.

Fig. 10-17. Caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu mașini electrice pentru forțarea proceselor cu conectare bruscă a reacției de limitare.

Suprimarea forțării este realizată de către reacția de limitare a tensiunii generatorului. Pentru utilizarea completă a posibilităților sistemului de excitație după înlăturarea forțării, tensiunea maximă de excitație trebuie să fie egală și de semn contrar cu tensiunea de referință (punctul $S$ în fig. 10.17). Astfel linia reacției de limitare trebuie să treacă prin punctul forțării maxime $S$ și al tensiunii staționare $E_s$ a generatorului. Punctul $Q$ de inter-

secție a liniei reacției cu linia tensiunii excitației de referință, evident va determina tensiunea de comparație, creată de generatorul de comandă *GCT*, pentru obținerea nivelului necesar în circuitul reacției de limitare a forțării.

După panta liniei reacției de limitare a forțării, factorul de tensiune al acesteia poate fi determinat din relația:

$$\beta=(\alpha-1)\cdot\frac{U_{1c}}{(E_s-U_{e0})}\cdot \qquad (10.30)$$

Trebuie menționat că pentru asigurarea funcționării prescrise a schemei, reacția de suprimare a forțării trebuie să fie de tip releu în raport cu viteza motorului principal.

În schemele de comandă cu forțare a sistemului G-M (vezi fig. 10.4), reacția de suprimare a forțării se realizează de la generator și intră în funcțiune cînd valoarea tensiunii acestuia este aproape de cea staționară. În acest caz caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu mașini electrice se obțin ca cele reprezentate în fig. 10.18, *a*. Dacă gradul de forțare $\alpha$ rămîne același ca și în cazul ideal, limitarea intervine cu mult înaintea

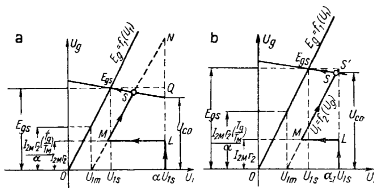



Fig. 10-18. Caracteristicile statice ale sistemului de comandă cu mașini electrice pentru forțarea proceselor tranzitorii cu suprimarea forțării printr-o simplă reacție de limitare a tensiunii generatorului; *a* — pentru coeficientul de forțare $\alpha$ optim; *b* — pentru coeficientul de forțare $\alpha_1$ corectat.

momentului atingerii tensiunii maxime de excitație $\alpha U_{1S}$, adică pe porțiunea de funcționare rezerva de tensiune de excitație pentru forțare nu este utilizată complet. De aceea, în schema de forțare cu limitare realizată printr-o reacție blocată după tensiunea

generatorului, pentru același cuplu dinamic, coeficientul de forțare $\alpha'$ se ia de o valoare mai mică (fig. 10.18, *b*).

După al doilea maxim al tensiunii de excitație (punctul $S'$) coeficientul de forțare se determină din următoarea relație:

$$\alpha' = \frac{I_{2M} r_2}{E_{gn}} \left( \frac{T_g}{T_M} \right). \qquad (10.31)$$

Evident că acest coeficient de forțare va satisface și condiția primului maxim al tensiunii de excitație:

$$\alpha_1 = \frac{I_{2M} r_2}{E_{gn}} \left( \frac{T_g}{T_M} \right) = \alpha'. \qquad (10.32)$$

Astfel, diagrama rațională de variație a tensiunii de excitație pentru forțarea proceselor tranzitorii după schema reprezentată în fig. 10.4, va fi diagrama reprezentată (din fig. 10.18, *b*). În conformitate cu această diagramă terminarea pornirii are loc fără forțarea dezexcitării sistemului în urma cărui fapt trecerea la starea de regim a acționării la sfîrșitul pornirii va fi întrucîtva întîrziată. Tensiunea de limitare a forțării se alege cît mai apropiată de tensiunea generatorului, însă pentru a evita suprareglajele posibile acestea se limitează de obicei la aproximativ 0,9—0,95 din $E_{gs}$. Factorul de reacție negativă după tensiunea generatorului pentru limitarea forțării excitației se determină în acest caz în mod analog cu formula anterioară

$$\beta' = (\alpha' - 1) \frac{U_{1s}}{(E_{gs} - E_{c0})}. \qquad (10.33)$$

După calculul coeficienților de forțare $\alpha$ sau $\alpha'$ și de reacție $\beta$ sau $\beta'$, se aleg parametrii necesari ai transformatorului de stabilizare. Caracteristica unui astfel de transformator se determină plecînd de la caracteristica de timp necesară a tensiunii de excitație a generatorului.

## B. *Caracteristicile statice și parametrii elementelor dispozitivelor de reglaj cu mașini electrice*

În marea majoritate a cazurilor subansamblurile sistemelor de reglaj cu mașini electrice sînt realizate ca regulatoare statice datorită rapidității și siguranței în funcționare a acestora. De aceea, mai jos se examinează numai caracteristicile statice și calculul parametrilor regulatoarelor statice cu mașini electrice.

Pentru regulatoarele statice o mărime caracteristică în regimurile staționare de funcționare este eroarea lor relativă de menținere a mărimii reglate :

$$\delta_x = \frac{\Delta x_r}{\Delta x_n}; \tag{10.34}$$

unde $\Delta x_r$ este abaterea mărimii reglate ;
$\Delta x_n$ — abaterea mărimii reglate în cazul funcționării fără regulator.

Ca exemplu tipic se va examina schema acționării cu regulator cu mașini electrice (vezi fig. 10.9) pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei.

În subgama vitezelor mici schema dată asigură funcționarea acționării sub acțiunea semnalului de referință luat de la divizorul de tensiune $P_2$ și comparat cu semnalul reacției tahometrice. Circuitul regulatorului de tensiune cu reostatul $P_1$ este deschis și sistemul funcționează cu MEA cu o reacție negativă puternică de tensiune.

Luînd în considerație acțiunea reacției rigide, tensiunea la ieșirea mașinii electrice amplificatoare se determină din ecuația :

$$U_e = \frac{k_{e0} U_c}{1 + k_{e0}\left[\frac{W_{04}}{W_{01}}\left(\frac{r_{01}}{r_{04}+r_{01}}\right)\right]} = k'_{e0} U_c . \tag{10.35}$$

După cum rezultă din ecuația (10.35), valoarea echivalentă a factorului de amplificare de tensiune a MEA se determină din relația :

$$k'_{eM} = \frac{k_{e0}}{1 + k_{e0}\left[\frac{W_{04}}{W_{01}}\left(\frac{r_{01}}{r_{01}+r_{01}}\right)\right]} . \tag{10.36}$$

Înlocuind MEA cu reacție rigidă de tensiune cu o MEA echivalentă fără reacție, însă cu un factor echivalent de amplificare de tensiune, pentru acționarea cu regulator de viteză cu mașini electrice se poate scrie următorul sistem de ecuații :

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= U_{p2} - k_{tg} n \pm \Delta U_{tg} ; \\ E_{e0} &= k_{ae} k'_{e0} \left(U_{p2} - k_{tg} n \pm U_{tg}\right) ; \\ M &= k_M I_a \frac{E_g - k_e n}{r_m + r_e + k_{ik}(1-\varepsilon)} . \end{aligned}\right\} \tag{10.37}$$

Rezolvînd acest sistem de ecuaţii în raport cu viteza motorului acţionării, se obţine expresia :

$$n_{stat}=\frac{\frac{k_{ae}k'_{e0}}{k_e}U_{p2}}{\left(1+\frac{k_{ae}k'_{e0}k_g}{k_e}\right)}-\frac{\left(\frac{r_n+r_e+k_{lk}(1-\varepsilon)}{k_e k_M}\right)M}{1+\frac{k_{ae}k_{e0}k_{tg}}{k_e}}\pm\frac{\frac{k_{ae}k'_{e0}}{k_e}\Delta U_{tg}}{1+\frac{k_{ae}k'_{e0}k_{tg}}{k_e}}. \quad (10.38)$$

Prima componentă a ecuaţiei (10.38) reprezintă valoarea staţionară a vitezei la mersul în gol ideal al acţionării pentru un semnal constant dat $U_{p2}$:

$$n_0=\frac{\frac{k_{ae}k'_{e0}}{k_e}U_{p2}}{1+\frac{k_{ae}k'_{e0}k_{tg}}{k_e}}, \quad (10.39)$$

unde $k_{ae}$ este factorul de amplificare de tensiune al amplificatorului electric al regulatorului ;

$k'_{e0}$ — factorul de amplificare de tensiune echivalent al MEA cu cîmp transversal ;

$k_e$ — coeficient de proporţionalitate dintre t.e.m. a motorului şi viteza axului mecanismului executor ;

$k_{tg}$ — coeficient de proporţionalitate dintre tensiunea tahogeneratorului şi viteza de rotaţie a axului mecanismului executor.

Cea de-a doua componentă a ecuaţiei (10.38) reprezintă eroarea statică de menţinere a vitezei acţionării pentru sarcina dată $M$ la arborele mecanismului executor :

$$\Delta n_M=\frac{\left(\frac{r_m+r_e+k_{lk}(1-\varepsilon)}{k_e k_M}\right)M}{1+\frac{k_{ae}k'_e k_{tg}}{k_e}}, \quad (10.40)$$

unde $k_{lk}=r_1\cdot k_{e0}\cdot k_{31}$ este coeficientul t.e.m. a MEA datorită compensării fluxului longitudinal al reacţiei indusului acesteia ;

$\varepsilon$ este gradul de compensare a fluxului longitudinal al reacției indusului MEA ;

$k_M$ — coeficientul de proporționalitate dintre curentul indusului motorului și cuplul la axul mecanismului executor.

Cea de-a treia componentă a ecuației (10.38) reprezintă eroarea de menținere a vitezei acționării datorită abaterei de la proporționalitate dintre tensiunea tahogeneratorului și viteza la arborele mecanismului executor :

$$\Delta n_{tg} = \frac{\pm \Delta U_{tg}}{\frac{k_e}{k_{ae} k'_{e0}} + k_{tg}} . \qquad (10.41)$$

Ultima componentă $\Delta n_{tg}$ a ecuației (10.38) reprezintă eroarea sistemului și poate fi micșorată pînă la o valoare minimă prin alegerea corespunzătoare a raportului de transmisie dintre axul mecanismului executor și axul tahogeneratorului. Într-adevăr, coeficientul $k_{tg}$ este determinat de relația :

$$k_{tg} = q_{tg} c_{tg} , \qquad (10.42)$$

în care $q_{tg}$ este raportul de transmisie dintre viteza axului mecanismului executor și viteza axului tahogeneratorului ;

$c_{tg}$ — coeficientul de proporționalitate dintre t.e.m. și viteza tahogeneratorului.

Prin urmare, cu ajutorul reductorului cu raportul de transmisie $q_{tg}$ se poate aduce întotdeauna funcționarea tahogeneratorului în gama de viteze unde eroarea acestuia este minimă, adică :

$$q_{tg} = \frac{n_{tg\,opt}}{n_{M\,min}} ; \qquad (10.43)$$

în care $n_{tg\,opt}$ este viteza de rotație optimă a tahogeneratorului pentru care eroarea acesteia $\pm \Delta U_{tg}$ are valoarea minimă ;

$n_{M\,min}$ — viteza minimă de rotație a mecanismului executor.

Componenta de sarcină reprezintă eroarea de bază a sistemului cu regulator de viteză cu mașini electrice și conform ecuației

(10.40) este determinată de factorul de amplificare total al sistemului :

$$k = k_{ae} k'_{e0} \frac{k_{tg}}{k'_e} . \qquad (10.44)$$

Într-adevăr, componenta de sarcină a abaterii vitezei acționării fără regulator se calculează cu formula :

$$\Delta n_{Mn} = \frac{[r_m + r_e + k_{1K}(1-\varepsilon)]\, M}{k_e k_M}, \qquad (10.45)$$

de unde eroarea relativă a abaterii vitezei acționării cu regulator se determină din relația :

$$\delta n = \frac{\Delta n_{Mr}}{\Delta n_{Mn}} = \frac{1}{1 + k_{ae} k'_{e0} \frac{k_{tg}}{k_e}} = \frac{1}{1+k} . \qquad (10.46)$$

Astfel, dînd valoarea admisă $\Delta n_{Mr}$ a abaterii la acționarea cu regulator cu mașini electrice și cunoscînd abaterea naturală $\Delta n_{Mn}$ pentru viteza de rotație minimă, se poate calcula factorul de amplificare al sistemului pentru care va fi asigurată precizia dată :

$$k \geqslant \left( \frac{\Delta n_{Mn}}{\Delta_{Mr}} - 1 \right), \qquad (10.47)$$

unde

$$\Delta n_{Mn} = \frac{[r_m + r_e + k_{fK}(1-\varepsilon)\, I_n n_n]}{U_n n_{min}} . \qquad (10.48)$$

Factorul de amplificare necesar al regulatorului cu mașini electrice pentru asigurarea menținerii vitezei cu precizia prescrisă se realizează prin alegerea corespunzătoare a factorului de amplificare echivalent $k'_{e0}$ al MEA și $k_{ae}$ a amplificatorului electronic auxiliar.

Valoarea factorului de amplificare echivalent al MEA, fiind cunoscută valoarea sa naturală, depinde de intensitatea reacției rigide de liniarizare. În majoritatea schemelor regulatoarelor cu mașini electrice raportul dintre factorul de amplificare natural și cel echivalent al MEA se alege în următoarele limite :

$$\frac{k_{e0}}{k'_{e0}} \leqslant (1{,}2\ ..\ 1{,}25); \qquad (10.49)$$

deci factorul reacției de liniarizare a MEA se determină din relația :

$$k_r=\left[\frac{w}{w_1}\left(\frac{r_{01}}{r_{04}+r_{01}}\right)\right]=(0,2\ldots0,25)k_{e0}. \qquad (10.50)$$

Plecînd de la valoarea aleasă a factorului de amplificare cu cîmp transversal, factorul de amplificare al amplificatorului electronic auxiliar pentru asigurarea preciziei date de menținere a vitezei de către regulatorul cu mașini electrice, se determină din ecuația :

$$k_{ae}=\frac{k}{k'_{e0}\frac{k_{tg}}{k_e}}. \qquad (10.51)$$

În această expresie $k_e$ cuprinde raportul de transmisie $q_r$ al reductorului de putere prin modificarea căruia se poate varia factorul de amplificare al sistemului și prin urmare și precizia de funcționare a acestuia.

## C. *Caracteristicile statice și parametrii elementelor sistemelor electromecanice de urmărire*

Calculul caracteristicilor statice ale sistemelor de urmărire electromecanice se efectuează plecînd de la valorile date ale erorilor de redare a unghiurilor la viteza maximă de variație a unghiului de referință dat și la cuplul de sarcină maxim la axul motorului :

$$\theta_{adm}\leqslant\theta_{stat}=\theta_0+\theta_M. \qquad (10.25)$$

Ca schemă tip se va examina schema sistemului de urmărire electromecanic (vezi fig. 10.10) cu dispozitiv de măsurare a unghiurilor cu selsinuri. Pentru sistemul dat cînd funcționează în regimul mișcării staționare la variația uniformă a unghiului de referință cu viteza constantă $\omega_r$, se pot scrie următoarele ecuații :

$$\left.\begin{aligned}
\theta &=\theta_r-\theta_0;\\
U_s &=k_s(q_s\theta\pm\theta_s);\\
E_e &=k_{ae}k_{e0}U_s=E_m+I_m[r_n+r_e+k_{ik}(1-\varepsilon)];\\
M'_m &= k_M I_m = k_M\left(\frac{E_e-k_e\omega_r}{r_m+r_e+k_{ik}(1-\varepsilon)}\right).
\end{aligned}\right\} \qquad (10.53)$$

Rezolvînd aceste ecuații în raport cu valoarea staționară **a** erorii $\theta=\theta_{stat}$, se obține următoarea relație:

$$\theta_{stat}=\frac{k_e\omega_r}{q_s k_s k_{ae} k_{e0}}+\frac{[r_m+r_e+k_{ic}(1-\varepsilon)]M_s}{q_s k_s k_{ae} k_{\varepsilon 0} k_M}\pm\frac{\theta_s}{q_s}. \quad (10.54)$$

Prima componentă a relației (10.54) reprezintă componenta de viteză a erorii sistemului la redarea unghiului de referință, care variază cu viteza constantă $\omega_r=\text{const}$ adică:

$$\theta_\omega=\frac{k_e\omega_r}{q_s k_s k_{ae} k_{e0}}, \quad (10.55)$$

unde $q_s$ este raportul de transmisie dintre unghiul de neconcordanță dintre axul de referință și cel al mecanismului executor și unghiul de neconcordanță al axelor selsinurilor dispozitivului de măsurat;

$k_s$ — coeficient de proporționalitate dintre tensiunea dispozitivului de măsurat cu selsinuri și unghiul dintre axele selsinurilor;

$k_e$ — coeficient de proporționalitate dintre t.e.m. a motorului și viteza la axul mecanismului executor;

$k_{ae}$ și $k_{e0}$ — factorul de amplificare de tensiune al amplificatorului electronic și al mașinii electrice amplificatoare.

Cea de-a doua componentă din formula (10.54) reprezintă componenta de sarcină a erorii, adică:

$$\theta_M=\frac{[r_m+r_e+k_{ic}(1-\varepsilon)M_s}{q_s k_s k_{ae} k_{e0} k_M}, \quad (10.56)$$

unde $k_{ik}=r_1 k_{ea} k_{31}$ este coeficientul componentei t.e.m. a MEA datorită necompensării fluxului longitudinal al reacției indusului;

$\varepsilon$ — gradul de compensare a fluxului longitudinal al reacției indusului MEA;

$k_M$ — coeficient de proporționalitate dintre curentul indusului motorului și cuplul la axul mecanismului executor.

Cea de-a treia componentă din expresia (10.54) reprezintă eroarea datorită impreciziei cu care axurile selsinurilor urmăresc

axurile mecanismului de referință și al celui executor, așa-numita eroare proprie a sistemului:

$$\theta_q = \pm \frac{\theta_s}{q_s}. \qquad (10.57)$$

Micșorarea erorii proprii a sistemului pînă la o anumită valoare minimă se realizează prin utilizarea unui dispozitiv goniometric cu două canale cu selsinuri. În acest dispozitiv există un al doilea complet de selsinuri (canalul de precizie), care este legat cu completul principal printr-un reductor cu un raport de transmisie corespunzător $q_{ts}$.

De exemplu, dacă eroarea proprie este $\theta_q = \theta_s = \pm 1°$, pentru micșorarea acestei erori pînă la $\theta_{qts} = \pm 2'$ raportul de transmisie dintre completul de selsinuri principali și cel de precizie se adoptă egal cu:

$$q_{ts} = \frac{\theta_s}{\theta_{qts}} = \frac{60}{2} = 30.$$

Pe această cale eroarea proprie a sistemelor de urmărire poate fi micșorată pînă la o valoare foarte mică.

Componentele de viteză și de sarcină ale erorii sistemului de urmărire pot fi reduse pînă la limita necesară, prin mărirea factorului calității al sistemului.

Prin factor de calitate al sistemului de urmărire, după cum s-a arătat mai sus, se înțelege raportul dintre viteza axului de intrare și eroarea de viteză a sistemului:

$$D = \frac{\omega_r}{Q_\omega} = \frac{q_s k_s k_{ae} k'_{e0}}{k_e}. \qquad (10.58)$$

Componenta de viteză a erorii sistemului poate fi exprimată cu ajutorul factorului de calitate, prin relația următoare:

$$\theta_\omega = \frac{\omega_r}{D}. \qquad (10.59)$$

Componenta de sarcină a erorii sistemului de urmărire se exprimă cu ajutorul factorului de calitate în modul următor:

$$\theta_M = \frac{1}{D}\left(\frac{[r_m + r_e + k_{i\,c}(1-\varepsilon)]\, M_s}{k_e k_M}\right). \qquad (10.60)$$

Astfel, la parametrii constanți ai motorului și ai circuitului de sarcină al MEA, cum se întîmplă totdeauna în practică, eroarea de sarcină a sistemului de urmărire este determinată complet prin factorul de calitate.

Deoarece și eroarea de viteză și cea de sarcină ale sistemului de urmărire sînt determinate de factorul de calitate $D$, valoarea acestuia se prescrie de obicei în condițiile tehnice de proiectare.

Dacă se dă factorul de calitate, factorul necesar de amplificare de tensiune al amplificatorului electronic se determină din relația :

$$k_{ae} = \frac{k_e D}{q_s k_s k'_{e0}}, \qquad (10.61)$$

unde $k'_{e0}$ corespunde în cazul general factorului echivalent al MEA avînd în vedere acțiunea reacției de liniarizare :

$$k'_{e0} = \frac{k_{e0}}{1 + k_{e0} k_r}.$$

Dacă în locul factorului de calitate se prescrie unghiul de neconcordanță admis $\theta_{admis}$ la viteza $\omega_r$ și cuplul $M_s$, mai întîi se calculează factorul de calitate cu formula

$$D = \frac{\omega_r + \left(\frac{r_m + r_e + k_{\hat{i}_k}(1-\varepsilon)}{k_e k_M}\right) M_S}{\theta_{adm}}. \qquad (10.63)$$

Trebuie avut în vedere că factorii $k_e$ și $k_M$ conțin raportul de transmisie $q_r$ al reductorului de putere, prin varierea căruia în anumite limite, se poate modifica valoarea erorii staționare a sistemului.

Plecînd de la faptul că $k_e = q_r c_e$ și că $k_M = q_r c_M$, se poate determina valoarea minimă a erorii staționare la valori date ale factorilor de amplificare ai sistemului, raportul de transmisie optim al reductorului de forță determinîndu-se din relația :

$$q_{r\,(opt)} = \sqrt{\frac{[r_m + r_e + k_{\hat{i}k}(1-\varepsilon)]\, M_s}{C_e C_M \omega_r}}. \qquad (10.64)$$

Această relație arată că la sarcinile mari și la viteze mici de urmărire raportul de transmisie $q_r$ trebuie să fie relativ mare și invers.

## 10.4. Calculul proceselor tranzitorii din sistemele de automatizare cu mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal după funcțiile de transfer generalizate

Calculul proceselor tranzitorii din sistemele de automatizare cu mașini electrice are o particularitate specifică în legătură cu modificările intermediare ale schemelor funcționale datorită acțiunii reacțiilor de limitare de diferite tipuri.

Calculul analitic al acestor sisteme se efectuează pe intervale separate cu structură constantă. Racordarea părților procesului din intervalele de timp separate se realizează avînd în vedere condițiile inițiale diferite de zero ale fiecărui interval.

În fiecare interval de structură constantă toate caracteristicile elementelor sînt considerate liniare, cu coeficienți statici și dinamici constanți.

După cum se știe, funcția de transfer generalizată a sistemului liniar cu condițiile inițiale diferite de zero, poate fi obținută plecînd de la funcția de transfer a sistemului cu condiții inițiale nule.

În cazul condițiilor inițiale diferite de zero, transformata Laplace a derivatelor este determinată de următoarele relații:

$$\left.\begin{aligned} &\Lambda[f'(t)]=pF(p)-f(0);\\ &\Lambda[f''(t)]=p^2F(p)-pf(0)-f'(0);\\ &\Lambda[f^{(n)}(t)]=p^n F(p)-\sum_{k=1}^{n} f^{k-1}(0)p^{(n-k)}. \end{aligned}\right\} \qquad (10.65)$$

Dacă sistemul acționării automatizate cu mașini electrice conține o serie de elemente legate în serie, din care o parte este cuprinsă de o reacție, funcția de transfer poate fi scrisă sub următoarea formă:

$$\frac{Y(p)}{X_1(p)}=\frac{W_r(p)}{1+W_c(p)\,W_e(p)}=W_0(p). \qquad (10.66)$$

În forma desfășurată sistemul (10.65) poate fi reprezentat prin următoarea relație:

$$A_r(p)\,[B(p)\,C(p)\mp k_c\,k_e]\,Y(p)=k_r\,B(p)\,C(p)\,X_1(p), \qquad (10.67)$$

sau

$$[D(p)\mp k_c\,k_e\,A_r(p)]\,Y(p)=k_r\,G(p)\,X_1(p). \qquad (10.68)$$

De aci expresia generală pentru funcţia de transfer generalizată se obţine sub forma:

$$Y(p)=W_0(p)X_1(p)+\frac{W_0(p)}{W_r(p)}\left[\frac{D'(p)}{D(p)}y(0)+\frac{D''(p)}{D(p)}y'(0)+..\right]+$$
$$+\frac{W_c(p)W_e(p)}{1+W_c(p)W_e(p)}\times\left[\frac{A_r'(p)}{A_r(p)}y(0)+\frac{A_r''(p)}{A_r(p)}y'(0)+...\right]-$$
$$-W_0(p)\left[\frac{G'(p)}{G(p)}X_1(0)+\frac{G''(p)}{G(p)}X_1'(0)...\right]. \quad (10.69)$$

Deoarece sistemul acţionării automatizate funcţionează de obicei sub influenţa unor semnale în formă de salt unitar, care are toate derivatele egale zu zero, expresia funcţiei de transfer generalizate în acest caz se poate simplifica:

$$Y(p)=W_0(p)\left[X_1(p)-\frac{G'(p)}{G(p)}X_1(0)\right]+\frac{W_0(p)}{W_r(p)}\frac{\sum_{k=1}^{n}D^k y^{k-1}(0)}{D(p)}+$$
$$+\frac{G(p)}{1+G(p)}\cdot\frac{\sum_{i=1}^{m}A_r^i y^{i-1}(0)}{A_r(p)}; \quad (10.70)$$

aici $X_1(0)$; $y^{(k-1)}(0)$; $y^{(i-1)}(0)$ sînt valorile mărimilor la începutul procesului în intervalul de timp examinat.

Dacă se utilizează metoda frecvenţelor pentru determinarea proceselor tranzitorii din sistemele cu condiţii iniţiale diferite de zero, trebuie să se traseze caracteristicile de frecvenţă generalizate. Aceste caracteristici pot fi reprezentate sub formă de sumă a caracteristicii de frecvenţă naturale şi a caracteristicilor de frecvenţă datorită condiţiilor diferite de zero.

Caracteristica de frecvenţă reală generalizată, evident poate fi de asemenea reprezentată ca suma caracteristicii de frecvenţă reale $P_e(\omega)$ şi a caracteristicilor de frecvenţă reale ale funcţiilor de transfer ale condiţiilor iniţiale $P_{0i}(\omega)$, adică:

$$R(\omega)=P_n(\omega)+\sum_{i=1}^{m}P_{0i}(\omega). \quad (10.71)$$

Relaţia (10.71) permite utilizarea metodelor cunoscute de determinare a caracteristicilor de frecvenţă reale ale sistemului pentru condiţiile iniţiale nule şi la sistemele cu condiţii iniţiale diferite de zero.

Modul de determinare a procesului tranzitoriu prin metoda frecvenţelor în sistemul cu condiţii iniţiale diferite de zero se reduce deci la următoarele:

1. în conformitate cu schema funcțională se trasează separat CLA și CLF ale sistemului pentru condițiile inițiale nule, și CLA și CLF ale funcțiilor condițiilor inițiale diferite de zero;

2. cu ajutorul nomogramei din fig. 1.19 se găsesc componentele caracteristicii reale generalizate $P_n(\omega)$ și $\sum_{i=1}^{m} P_{0i}(\omega)$, care însumate grafic dau caracteristica de frecvență reală generalizată a sistemului la condițiile inițiale date diferite de zero;

3. pentru determinarea aproximativă a procesului tranzitoriu din sistem, caracteristica de frecvență reală generalizată obținută se împarte grafic într-o serie de caracteristici în formă de trapez;

4. pentru fiecare din caracteristicile de frecvență reale în formă de trapez, folosind tabelele funcțiilor $h$, se determină componentele procesului tranzitoriu. Coloana necesară din tabela funcțiilor $h$ se alege după coeficientul unghiular al caracteristicilor $\chi = \frac{\omega_d}{\omega_0}$(10.21). Valorile ordonatelor și timpului obținute din tabelă

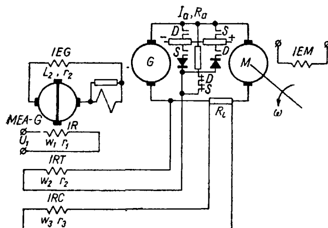



Fig. 10-19. Sistemul G-M cu reacție negativă rigidă de curent și cu reacție de limitare a tensiunii.

se recalculează corespunzător parametrilor caracteristicii de frecvență în formă de trapez inițiale după relațiile:

$$y_x = h_x P_x(0); \tag{10.72}$$

$$t_x = \frac{t_{hx}}{\omega_0}; \tag{10.73}$$

5. Însumînd ordonatele proceselor tranzitorii, determinate pentru caracteristicile în formă de trapez, se obține curba procesului tranzitoriu aproximativ, din sistemul dat, cu condițiile inițiale diferite de zero.

Valorile inițiale ale variabilelor care intră în funcțiile condițiilor inițiale se determină din caracteristicile acestor mărimi în intervalul precedent de funcționare al sistemului ca valori ale mărimilor corespunzătoare în momentul $t=t_{lim}$. Natural că pentru găsirea valorilor inițiale ale mărimilor pentru intervalul dat de funcționare al sistemului, în intervalul precedent trebuie să fie determinate procesele tranzitorii ale mărimilor de ieșire ale tuturor elementelor sistemului.

Pentru elementele de gradul II, în afara valorii inițiale a mărimii propriu-zise, este necesară și determinarea primei derivate a acesteia, care poate fi efectuată ușor direct din caracteristicile în formă de trapez.

Într-adevăr, variația mărimilor sistemului în porțiunea $\theta$ a procesului tranzitoriu se determină prin caracteristicile de frecvență reale corespunzătoare $P_{i0}$ ($\omega$) din relația :

$$y_i(t)=\frac{2}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{P_{i0}(\omega)}{\omega}\sin t\omega d\omega. \qquad (10.74)$$

Derivata acestei mărimi se obține sub forma :

$$\frac{dy_i(t)}{dt}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\infty}P_{i0}(\omega)\cos t\omega d\omega. \qquad (10.75)$$

Dacă se înlocuiește caracteristica de frecvență reală $P_{i0}$ ($\omega$) cu suma a $m$ caracteristici în formă de trapez, expresia derivatei mărimii examinate poate fi reprezentată sub formă aproximativă :

$$\frac{dy_i(t)}{dt}\approx\frac{2}{\pi}\sum_{j=1}^{m}P_j(0)\frac{\sin\omega_j t}{\omega_j t}\cdot\frac{\sin\gamma_j t}{\gamma_j t}. \qquad (10.76)$$

Înlocuind în expresia (10.76) valoarea timpului $t=t_{lim}$ se obține expresia finală pentru determinarea derivatei mărimii inițiale a elementului respectiv al sistemului :

$$\left(\frac{dy_i(t)}{dt}\right)_{t=t_{lim}}=\frac{2}{\pi}\sum_{j=1}^{m}P_j(0)\frac{\sin\omega_j t_{lim}}{\omega_j t_{lim}}\cdot\frac{\sin\gamma_j t_{lim}}{\gamma_j t_{lim}}. \qquad (10.77)$$

Valorile $\omega_j$ și $\gamma_j$ se determină grafic pentru fiecare caracteristică de frecvență în formă de trapez după cum se arată în fig. 10.21.

După cum se vede din cele expuse, necesitatea determinării valorilor inițiale ale mărimilor face rezolvarea problemei pro-

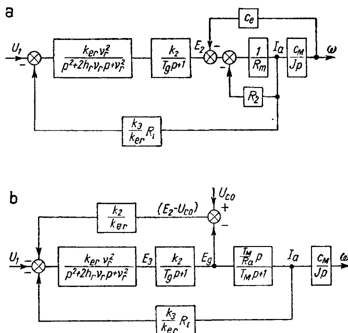



Fig. 10-20. Schemele funcționale ale sistemului G-M cu o reacție de curent și o reacție de limitare de tensiune:

*a* — pînă la intrarea în funcțiune a reacției de limitare; *b* — după intrarea în funcțiune a reacției de limitare de tensiune.

ceselor tranzitorii prin metoda frecvențelor mai laborioasă însă trebuie avut în vedere că și în cazul rezolvării analitice există aceeași dificultate. Deoarece în sistemul acționării electrice automatizate cu reacții de limitare pot avea loc variații în salturi ale mărimilor, riguros vorbind, în funcțiile de transfer generalizate trebuie să ne folosim întotdeauna numai de valorile inițiale ale mărimilor. De obicei, însă, se cunosc valorile preinițiale ale mărimilor, adică, valorile acestora la sfîrșitul intervalului de timp precedent.

Dacă sistemul examinat este simplu, adică ecuațiile diferențiale ale acestuia nu au operatori diferențiali în partea dreaptă, condițiile inițiale corespund celor preinițiale.

Dacă însă sistemul examinat conține operatori diferențiali în partea dreaptă a ecuației, în momentul aplicării perturbației unele derivate, iar uneori și chiar coordonatele pot efectua variații în salturi. În acest caz, valorile inițiale ale mărimilor se pot deosebi de cele preinițiale.

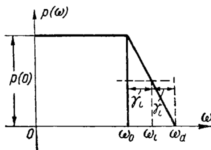


Fig. 10-21. Caracteristica reală de frecvență elementară în formă de trapez pentru obținerea procesului tranzitoriu după tabelele funcțiilor $h$.

Pentru utilizarea condițiilor preinițiale, în calculul regimurilor tranzitorii se utilizează metoda determinării proceselor după ecuațiile diferitelor elemente, deoarece elementele elementare care formează sistemul fac parte din cele simple și pentru acestea condițiile preinițiale sînt concomitent și inițiale.

Se va examina sistemul G-M de curent continuu, reprezentat în fig. 10.19. Pornirea acestui sistem se face cu forțare care se suprimă cînd viteza acționării atinge o valoare corespunzătoare tensiunii de limitare. Pînă în momentul limitării, schema funcțională a acționării poate fi reprezentată ca în fig. 10.20, *a*, iar din momentul începerii acțiunii reacției de limitare, ca în fig. 10.20, *b*.

Pentru prima etapă de funcționare a sistemului la pornire, condițiile inițiale sînt nule și ecuațiile pentru curentul și viteza motorului pot fi scrise sub forma:

$$\omega'(p)=\frac{k_{er}\,\nu_r^2\,\dfrac{k_g}{C_{1m}}\,U_1(p)}{(p^2+2h_r\nu_r p+\nu_r^2)\,(T_g p+1)\,(T_M p+1)+k_3\,k_g k_{er}\,\nu_r^2\,T_M p}\,; \quad (10.78)$$

$$I_a'(p)=\frac{k_{er}\,\nu_r^2\,\dfrac{k_g}{R_e}\,T_M\,pU_1(p)}{(p^2+2h_r\nu_r\,p+\nu_r^2)\,(T_g\,p+1)\,(T_M\,p+1)+k_3\,k_g\,k_{er}\,\nu_r^2\,T_M\,p}. \quad (10.79)$$

Pentru cea de-a doua etapă, după intrarea în funcțiune a reacției de limitare, ecuația sistemului se scrie avînd în vedere condițiile inițiale diferite de zero.

$$\left.\begin{aligned}
E''_{3e} &= \frac{k_{er}\,U_1+(k_{er}\,U_{10}-E_{3e0})+pE_{3e0}/\nu_r^2}{\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}p+1};\\
E''_g(p) &= \frac{k_g\,E''_{3e}+(k_g\,E_{3e0}-E_{g0})}{T_g\,p+1};\\
I''_a(p) &= \frac{\frac{E''_g}{R_a}\,T_M\,p-I_{a0}}{T_M\,p+1};\\
\omega''(p) &= \frac{e_{2m}\,I''_a+c_{2m}\,I_{a0}}{Jp}.
\end{aligned}\right\} \qquad (10.80)$$

În aceste ecuații se consideră că,

$$\left.\begin{aligned}
(E_{3e0}-E''_{3e})_0 &= 0;\\
(pE_{3e0}-pE''_{3e})_0 &= 0;\\
(E_{g0}-E''_g)_0 &= 0;\\
(I_{a0}-I''_a)_0 &= 0.
\end{aligned}\right| \qquad (10.81)$$

Rezolvarea ecuațiilor de mai sus la tensiune constantă a semnalului de referință $U_1$ dă următoarele expresii pentru curentul și pentru viteza motorului cînd sistemul funcționează în cea de-a doua etapă în intervalul de timp de la $t_2=t_{lim}$ pînă la $t_2=\infty$:

$$\omega''(p)=\frac{\frac{k_g}{c_{1m}}(k_{er}U_{01}-E_{3e0})+\frac{1}{c_{1m}}(k_gE_{3e0}-E_{g0})\left(\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}p+1\right)+}{(T_Mp+1)(T_gp+1)\left(\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}p+1\right)+k_2k_g(T_Mp+1)+k_3k_gk_RT_Mp}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{+\frac{1}{c_{1m}}\frac{k_g}{\nu_r^2}pE_{3e0}-\frac{I_{a0}R_a}{c_{1m}}\left[(T_gp+1)\left(\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}p+1\right)+k_2k_g+k_3k_gk_R\right]}{1};$$

$$(10.82)$$

$$I_a''(p)=\frac{T_M p\frac{k_g}{R_a}(k_{er}U_1-E_{3e0})+\frac{T_M p}{R_a}(k_g E_{3e0}-E_{g0})\left(\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}p+1\right)+}{(T_M p+1)(T_p p+1)\left(\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}p+1\right)+k_2k_g(T_M p+1)+k_3k_gk_R T_M p}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{+\frac{T_M}{R_a}p\frac{k_g}{\nu_r^2}pE_{3e0}-I_{a0}\left[(T_g p+1)\left(\frac{p^2}{\nu_r^2}+2\frac{h_r}{\nu_r}+1\right)+k_2k_g\right]}{1}. \quad (10.83)$$

Procesele celei de-a doua etape calculate după aceste ecuații încep de la o nouă origine a coordonatelor $\omega_0$; $I_a0$; $t_{lim}$ corespunzătoare coordonatelor proceselor examinate la sfîrșitul primei etape.

Valorile inițiale ale mărimilor tensiunii mașinii electrice amplificatoare $E_{2e0}$ și $pE_{3e0}$, a tensiunii generatorului $E_{g0}$ și a curentului $I_{a0}$ se determină în prima etapă de funcționare a sistemului în momentul $t=t_{lim}$.

Curentul $I_{a0}$ al motorului se determină direct din ecuația (10.79) în momentul $t=t_{lim}$. Tensiunile $E_{g0}$, $E_{3e0}$ și $pE_{3e0}$ se determină din examinarea suplimentară a proceselor tranzitorii corespunzătoare din primul interval de funcționare al sistemului.

Ecuațiile pentru tensiunea MEA și a generatorului în prima etapă de funcționare se determină ușor plecînd de la faptul că pentru orice mărime a sistemului închis polinomul caracteristic rămîne neschimbat, variind doar funcția de excitare, adică numărătorul funcției de transfer.

Pe această cale funcția de transfer pentru t.e.m. a generatorului în prima etapă de funcționare a sistemului se obține sub următoarea formă:

$$E_g'(p)=\frac{k_{er}\nu_r^2k_g(T_M p+1)U_1(p)}{(p^2+2h_r\nu_r p+\nu_r^2)(T_g p+1)(T_M p+1)+k_3k_gk_R\nu_r^2T_M p}, \quad (10.84)$$

iar funcția de transfer pentru t.e.m. a MEA cu cîmp transversal:

$$E_{3e}'(p)=\frac{k_{er}\nu_r^2(T_M p+1)(T_g p+1)U_1(p)}{(p^2+2h_r\nu_r p+\nu_r^2)(T_g p+1)(T_M p+1)+k_3k_gk_R\nu_r^2T_M p}, \quad (10.85)$$

Pentru rezolvarea ecuațiilor operaționale obținute se caută mai întîi rădăcinile ecuațiilor caracteristice pentru primul și al doilea interval de funcționare al sistemului iar apoi, folosind

teorema descompunerii, se determină expresiile pentru procesele tranzitorii ale mărimilor corespunzătoare:

pentru primul interval:

$$[E'_{3e};\quad E'_g;\quad I'_a;\quad \omega']=f_1(t); \qquad (10.86)$$

pentru cel de-al doilea interval:

$$[I''_a;\quad \omega'']=f_2(t). \qquad (10.87)$$

Procesul tranzitoriu din sistem se trasează pe porțiuni: în prima etapă — în intervalul de timp de la $t=0$ la $t=t_{IIm}$ cu ecuația (10.86), iar în cea de-a doua etapă — de la $t=t_{IIm}$ la $t=\infty$ cu ecuația (10.87).

Dacă în sistemul de comandă se utilizează mai multe limitări, în mod corespunzător crește și numărul etapelor în care se împarte examinarea procesului tranzitoriu.

## 10.5. Direcții noi în dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice amplificatoare

Direcțiile noi în dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice sînt determinate de tendința generală a construcției de mașini moderne și a tehnologiei proceselor de fabricație spre ridicarea în continuare a productivității muncii și a calității producției. Acționărilor electrice ca instalații ce asigură pe de o parte, mișcările principale de lucru ale mașinii, iar pe de altă parte, mișcările de comandă ale diferitelor avansuri, li se impun condiții de specializare în continuare a caracteristicilor de funcționare, de mărire a rapidității și preciziei de redare a mișcărilor prescrise, cît și de lărgire a gamei de reglaj a vitezei. Satisfacerea acestor condiții se face prin introducerea pe scară largă în sistemele moderne de acționare: a dispozitivelor amplificatoare funcționale pentru obținerea unor caracteristici de lucru speciale, a dispozitivelor de programare dinamică pentru mărirea rapidității sistemului și a dispozitvelor de comandă discretă pentru lărgirea gamei de reglare a vitezei și pentru mărirea preciziei de redare a mișcărilor prescrise.

În fig. 10.22 este reprezentată schema funcțională de comandă utilizînd un amplificator funcțional ($AF$) pentru obținerea unor caracteristici statice speciale ale acționării, la realizarea formei acestor caracteristici prin intermediul unei combinații de reacții

creează dificultăți suplimentare în sistem datorită înrăutățirii condițiilor stabilității dinamice. În afară de aceasta, în acest caz unele reacții trebuie făcute foarte puternice și trebuie folosite incomplet posibilitățile acționării în procesele tranzitorii. Formarea semnalului de comandă într-un amplificator funcțional special corespunzător cu valorile mărimilor controlate permite utilizarea completă a mașinii de acționare atît în regimurile statice cît și în cele dinamice. Sistemul devine mai simplu din punct de vedere al structurii, capătă o stabilitate dinamică ridicată cît și o elasticitate la lucrările de reglaj. Utilizarea dispozitivelor funcționale pentru obținerea unor caracteristici speciale ale acționării deschide perspective largi pentru îmbunătățirea calităților de funcționare ale acestei clase de acționare electrică.

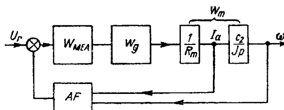



Fig. 10-22. Schema funcțională de comandă ce utilizează un amplificator funcțional (*AF*) pentru obținerea unor caracteristici statice speciale ale acționării.

Pentru asigurarea calităților dinamice ridicate, în sistemele moderne de acționare electrică prin combinarea reacțiilor se creează anumite modificări temporare ale excitației în timpul regimurilor tranzitorii, ceea ce duce la realizarea forțării proceselor tranzitorii. Efectul maxim al acestei forțări se realizează pentru o anumită variație optimă a tensiunii de excitație în timpul proceselor tranzitorii. Cu ajutorul reacțiilor însă, o astfel de variație optimă a excitației nu poate fi creată întotdeauna așa încît practic posibilitatea de forțare a proceselor de acționare nu este de regulă complet utilizată.

Tinzînd spre utilizarea maximă a posibilităților acționării în regimurile dinamice, pentru obținerea unei variații optime a tensiunii de excitație în decursul proceselor tranzitorii, în ultimul timp au început să se utilizeze dispozitive de programare dinamică, (*DPD*).

Dispozitivul de programare dinamică (fig. 10.23) conține blocurile amplificatoarelor de calcul ale interogatoarelor cu acțiune continuă împreună cu elemente bistabile și alte elemente de calcul; acest dispozitiv prelucrează semnalul care variază după o diagramă optimă pentru forțarea proceselor tranzitorii la acționarea dată. Limitarea forțării și trecerea funcționării acționării

în regim staționar sînt realizate cu ajutorul reacției de limitare după un parametru care determină terminarea procesului tranzitoriu.

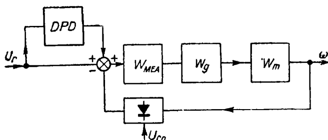



Fig. 10-23. Schema funcțională de comandă a proceselor de pornire reversoare și frînare ale acționării cu utilizarea dispozitivelor de programare dinamică (DPD).

Utilizarea dispozitivelor de programare dinamică deschide perspective largi pentru ridicarea la maximum a rapidității acționărilor electrice și a productivității utilajelor tehnologice.

Lărgirea gamei de reglaj a vitezei acționării deschide o largă perspectivă pentru realizarea regimurilor tehnologice optime ale utilajelor. Pentru acest caz se prevede o gamă de reglaj mai mare de 1 000.

Gama de reglaj după cum se știe, este limitată de vitezele cele mai mici, a căror limită este pusă de rigiditatea caracteristicilor mecanice ale acționării. Creșterea rigidității pentru lărgirea gamei de reglaj a vitezei se realizează prin introducerea în sistemul de comandă a autoreglajului vitezei. În cazul lărgirii gamei de reglaj peste 1 000, dispozitivele discriminatoare obișnuite, cu utilizarea tahogeneratoarelor cu sau fără colectoare pentru blocurile de menținere a vitezei, nu corespund deoarece eroarea proprie a acestora depășește eroarea admisibilă de menținere a vitezei. De aceea, în ultimul timp se fac încercări de a utiliza pentru reglarea cu mare precizie a vitezei la acționările cu gamă lărgită de reglaj, dispozitive tahometrice discrete, care în principiu dau posibilitatea de a măsura viteza cu orice precizie prescrisă.

În cazul general de utilizare a dispozitivului tahometric discret (fig. 10.24), stabilizarea vitezei acționării se realizează în modul următor. Nivelul vitezei este dat de semnalul $U_r$, care se aplică direct la intrarea sistemului. Concomitent cu aplicarea semnalului de referință la intrare, în dispozitivul codificator *DC* are

loc transformarea vitezei date într-o serie de impulsuri corespunzătoare acestei viteze. Viteza reală de rotație a axului motorului acționării este măsurată de un traductor cu impulsuri și prin

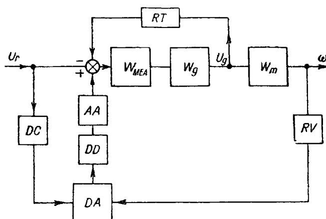



Fig. 10-24. Schema funcțională a acționării cu stabilizare precisă a vitezei cu ajutorul unui regulator discret:
*DC* — dispozitiv pentru codificarea semnalului de referință; *RV* — reacția tahometrică cu impulsuri; *DA* — dispozitiv de calcul (aritmetic); *DD* — dispozitiv decodificator în tensiune; *AA* — amplificator auxiliar.

circuitul reacției de viteză cu impulsuri se aplică la sistemul de comandă. Numărul de impulsuri corespunzător vitezei prescrise și celei reale a acționării se compară în dispozitivul aritmetic de calcul *DA*, iar diferența lor prin decodificatorul *DD* și prin amplificatorul auxiliar *AA*, se aplică sistemului sub formă de semnal de corecție pentru înlăturarea abaterii vitezei de la valoarea prescrisă. Prin această metodă, în cazul unei sensibilități suficiente a sistemului, se poate realiza o stabilizare înaltă a vitezei acționării și poate fi mult lărgită gama de reglaj a acesteia.

Sistemele de urmărire cu dispozitive discrete de măsurare a unghiului (fig. 10.25) au început să fie utilizate în ultimii ani pentru mărirea preciziei de redare a deplasărilor prescrise în utilajele tehnologice. Unghiul de referință și unghiul redat se măsoară în aceste sisteme cu ajutorul unor dispozitive discrete speciale de măsurat, denumite traductoare „ax-număr".

Deplasarea prescrisă acestui sistem de urmărire (fig. 10.25) prin intermediul comutatorului de programare *CP* se transformă într-o serie de impulsuri. Deplasarea mecanismului executor se măsoară cu traductorul unghiular cu impulsuri și prin circuitul reacției cu impulsuri *RI* ajunge la sistemul de comandă. În

dispozitivul de calcul *DA* apare diferența dintre numărul de impulsuri corespunzător poziției prescrise si cel al poziției reale a organului deplasat al utilajului tehnologic, care în dispozitivul de decodificare a mărimilor discrete în mărimi continue *DD* se trans-

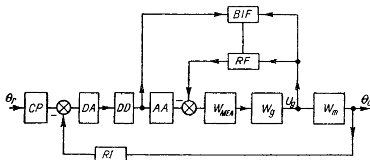



Fig 10-25 Schema funcțională a sistemului de urmărire cu dispozitiv discret pentru măsurarea unghiurilor.

*CP* — comutator program; *DA* — dispozitiv de calcul (aritmetic); *DD* — dispozitiv decodificator în tensiune, *AA* — amplificator auxiliar; *RI* — reacție în impulsuri; *BIF* — bloc pentru începerea frînării; *RF* — releu de frînare.

formă într-o tensiune de neconcordanță. Această tensiune se aplică prin amplificatorul *AA* la intrarea sistemului și determină deplasarea organului acționat al mașinii într-o poziție corespunzătoare celei prescrise.

Pentru înlăturarea suprareglării la redarea semnalelor de neconcordanță în sistemele de urmărire discrete există de obicei un circuit auxiliar cu relee pentru comutarea acționării în regimul de frînare dinamică. În schema funcțională reprezentată în fig. 10.25 comanda frînării acționării pentru oprirea sistemului de urmărire fără suprareglare se realizează prin intermediul blocului de începere a frînării *BIF* (în care se compară semnalul de dezechilibru cu tensiunea motorului acționării) și a releului de frînare *RF*.

Sistemele discrete de urmărire capătă o dezvoltare deosebit de mare în legătură cu faptul că cu ajutorul acestora devine posibilă utilizarea largă a comenzii programate discret. În astfel de instalații impulsurile mișcării de referință sînt prelucrate pentru sistemul de urmărire în instalații de calcul numerice. Aceste impulsuri sînt aplicate fie direct la intrarea sistemului de urmărire discret, fie că se înregistrează pe o bandă magnetică sau pe o cartelă perforată și se calculează la intrarea sistemului.

Comanda programată discret deschide perspective uriașe atît din punct de vedere al preciziei de funcționare a sistemelor de acționare electrică, cît și din punctul de vedere al automatizării celor mai complicate operații tehnologice.

Comparînd schemele funcționale generale reprezentate mai sus ce caracterizează tendințele dezvoltării în viitor a sistemelor de acționare electrică automatizată, este ușor de văzut că pentru realizarea unor idei noi de comandă circuitul principal de amplificare de putere al acționărilor trebuie să aibă o sensibilitate ridicată la semnalele de comandă și o eroare proprie foarte mică.

Condiții mai rigide impuse sensibilității și erorii proprii a circuitului amplificare de putere al acționărilor cu noile sisteme de comandă, se referă în primul rînd, la amplificatoarele de putere principale.

În ultimul timp cel mai mult se utilizează, și într-o oarecare măsură se concurează între ele, amplificatoarele de putere cu mașini electrice amplificatoare de curent continuu speciale și cele cu redresoare ionice comandate.

Comparînd sistemele de acționare automatizată cu mașini electrice amplificatoare și cu redresoare ionice trebuie menționate următoarele distorsiuni determinate de aceste elemente.

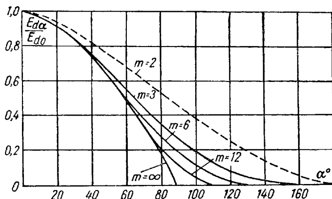



Fig 10-26. Caracteristicile de reglaj ale redresorului ionic comandat.

Saturarea circuitului magnetic și neliniaritatea contactelor la perii introduc distorsiuni în caracteristica de mers în gol a mașinilor electrice amplificatoare ; o distorsiune asemănătoare, care apare datorită dependenței trigonometrice dintre tensiunea redresată și unghiul de întîrziere a aprinderii (fig. 10.26 este proprie

și instalațiilor cu redresoare ionice. Din acest punct de vedere instalațiile cu mașini electrice amplificatoare pot fi considerate echivalente.

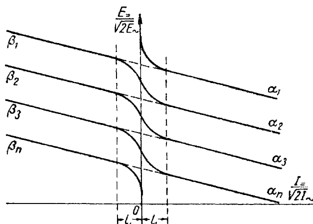



Fig 10-27 Caracteristicile externe ale redresorului ionic comandat polifazat.

În sistemele cu mașini electrice amplificatoare în zona de reglaj profund al tensiunii apare o limitare în legătură cu trecerea în zona de insensibilitate, datorită tensiunii remanente din cauza histerezei sistemului magnetic al mașinii electrice amplificatoare.

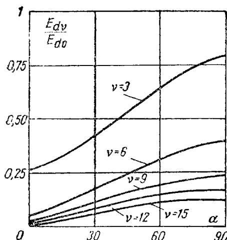



Fig. 10-28. Componentele armonice ale tensiunii redresate ale redresorului ionic hexafazat.

În mod corespunzător reglajului profund al tensiunii în sistemul cu redresoare ionice este limitat în legătură cu trecerea în zona curenților intermitenți. După cum se știe această zonă se caracterizează prin căderi de tensiune foarte mari (fig. 10.27) și un nivel mare al pulsațiilor (fig. 10.28), ceea ce practic exclude posibilitatea funcționării sistemului și limitează utilizarea acționărilor ionice.

Astfel, limitările în ceea ce privește lărgirea gamei de reglaj la sistemele de automatizare cu mașini electrice sînt mai puțin grave decît la sistemele cu redresoare ionice. De aceea, în prezent, pentru acționările cu gamă lărgită de reglaj se utilizează numai sistemele cu mașini electrice amplificatoare și chiar în sistemele cu acționare ionică se utilizează mașini survoltoare cu ajutorul cărora se asigură funcționarea la limita inferioară de reglaj a vitezei.

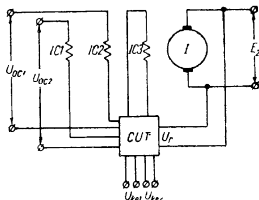


Fig. 10-29. Schema corectorului de urmărire pentru liniarizarea caracteristicilor mașinilor de curent continuu

Liniarizarea caracteristicilor și înlăturarea distorsiunilor neliniare, în elementele de putere ale acționării automatizate, în ultimul timp se realizează cu diferite tipuri de dispozitive suplimentare de corecție. În particular, drept astfel de dispozitive anumtie perspective le au așa-numitele corectoare de urmărire.

Corectoarele de urmărire compară semnalul de intrare cu cel de ieșire al elementului de liniarizat și emite un semnal de corecție pentru înlăturarea abaterii mărimii de ieșire.

În corectorul de urmărire *CUT* (fig. 10.29) se compară suma semnalelor de comandă (tensiunile magnetomotoare ale semnalelor de comandă *IC1* și *IC2*) cu tensiunea de la bornele indusului mașinii. Abaterea tensiunii la bornele indusului mașinii de la valoare corespunzătoare semnalul de comandă se aplică prin corectorul de urmărire la înfășurarea suplimentară de comandă a mașinii *IC3*, fapt care are ca urmare realizarea liniarizării caracteristicii acesteia.

În conformitate cu schema funcțională (fig. 10.30) a mașinii electrice amplificatoare cu un etaj sub formă de mașină cu mai multe înfășurări de curent continuu cu corector de urmărire, se pot scrie ecuații analoge cu cele ale schemei amplificatorului simplu cu reacție diferențială :

$$E_3 = k_{e0}U_1 + \alpha k_{k1}k_{e0}(U_1 - r_1\beta' E_3) \pm \Delta E_3. \qquad (10.88)$$

Rezolvînd această ecuație se obține următoarea expresie pentru tensiunea de la ieșirea MEA cu corector de urmărire:

$$E_3 = \frac{k_{e0}(1+\alpha k_{kl})\, U_1}{1+\alpha\beta k_{kl} k_{e0}} \pm \frac{\Delta E_3}{1+\alpha\beta k_{kl} k_{e0}}\,; \qquad (10.89)$$

unde $k_{Me} = \frac{\Delta E_3}{\Delta U_1} = \frac{w_{1ce}}{r_1}$ este factorul de amplificare al MEA pentru înfășurarea de comandă de referință $w_1$;

$k_{kI} = \frac{\Delta I_{kg}}{\Delta I_{kc1}}$ — factorul de amplificare de curent al corectorului, raportat la înfășurarea de referință $w_1$ a corectorului;

$\alpha = \frac{w_2}{w_1}$ — coeficient de raportare a semnalului de corecție al MEA la înfășurarea de referință a MEA;

$\beta' = k_r \frac{w_{k2}}{r_{k2} w_{k1}}$ — factorul semnalului reacției corectorului raportat la parametrii înfășurării de referință a corectorului;

$\beta = \beta' r_1$ — factorul raportat al reacției corectorului;

$k_r$ — coeficientul divizorului de tensiune de la ieșirea MEA, de la care se aplică semnalul de reacție la corector.

Pentru menținerea factorului de amplificare al MEA la o valoare constantă trebuie respectată următoarea condiție:

$$k_r \frac{w_{k2}}{r_{k2}} = \frac{w_{k1}}{r k_{e0}}, \qquad (10.90)$$

adică $\beta = \frac{1}{k_{e0}}$. Dacă se respectă această condiție, tensiunea de ieșire a MEA este determinată de relația:

$$E_3 = k_{e0} U_1 \pm \frac{\Delta E_3}{1+\alpha k_{kl}}\,. \qquad (10.91)$$

Această din urmă relație arată că micșorarea t.e.m. remanente pînă la orice valoare dată este posibilă prin mărirea factorului de amplificare $k_{kl}$ al corectorului.

În afara micșorării substanțiale a valorii t.e.m. remanente a MEA, utilizarea corectoarelor de urmărire permite și o anu-

mită stabilizare a factorului de amplificare al MEA, micşorînd variaţiile acestuia datorită acţiunii diferiţilor factori (saturaţie etc.).

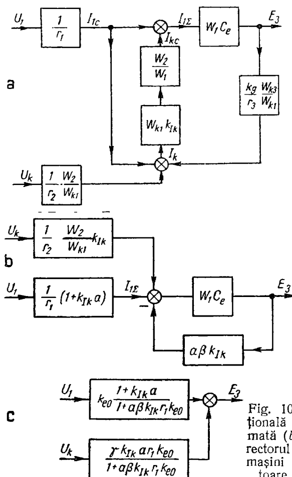


Fig. 10-30. Schema funcţională (*a*) şi cea transformată (*b*) şi (*c*) pentru corectorul de urmărire al unei maşini electrice amplificatoare simple cu un etaj.

Într-adevăr, la reglarea MEA cu corector de urmărire pentru menţinerea constantă a factorului de amplificare se obţine următoarea relaţie:

$$k_{ek}=\frac{(k_{e0}\pm\Delta k_{e0})(1+\alpha k_{kI})}{1+\alpha\beta k_{kI}(k_{e0}\pm\Delta k_{e0})}=k_{e0}\left[\frac{1\pm\dfrac{\Delta k_{c0}}{k_{e0}}}{1\pm\dfrac{\alpha k_{kI}\Delta k_{k0}/k_{e0}}{1+\alpha k_{kI}}}\right]\approx k_{e0}. \quad (10.92)$$

In cazul unui factor de amplificare suficient de mare al corectorului, numitorul acestei expresii devine apropiat ca valoare de numărător, adică factorul de amplificare al sistemului se păstrează constant.

Mai trebuie menționat că prin înfășurările de comandă libere ale corectorului în sistem pot fi introduse și semnale suplimentare de comandă. In acest caz, MEA cu corector funcționează ca și cu amplificator auxiliar cu reacție puternică ce cuprinde etajul MEA și amplificatorul corectorului.

Tensiunea amplificatorului, cînd semnalul se aplică prin corector, este determinată de ecuația :

$$E_{ek}=\frac{\alpha\gamma k_{kI}k_{e0}U_k}{1+\alpha\beta k_{kI}k_{e0}}, \qquad (10.93)$$

unde $\gamma$ este coeficientul de raportare a semnalului de comandă aplicat la MEA prin corector.

$$\gamma=\frac{r_1 w_{k3}}{r_{k3} w_1}.$$

In cazul unui factor de amplificare mic al elementului liniarizat și al unui grad de precizie și liniarizării, influența semnalului de ieșire din amplificator este secundară și sistemul cu corector cu urmărire se transformă într-un sistem cu amplificator auxiliar cu reacție puternică.

In ultimul timp corectoarele de urmărire au început să fie utilizate și pentru stabilizarea separată a subansamblelor cu mașini electrice, de exemplu, pentru alimentarea automată a polilor auxiliari ai mașinilor electrice amplificatoare de mare putere, pentru stabilizarea gradului de compensare la mașinile electrice amplificatoare compensate și altele.

Utilizarea dispozitivelor corectoare de liniarizare și, în particular, a corectoarelor de urmărire în instalațiile cu redresoare ionice, în comparație cu instalațiile avînd mașini electrice amplificatoare, întîmpină dificultăți suplimentare importante condiționate de nivelul înalt al componentelor pulsatorii în tensiunea de ieșire și în curentul redresorului ionic, datorită cărora se complică foarte mult introducerea reacțiilor de corecție. De aceea, rezolvarea problemelor liniarizării caracteristicilor și a măririi sensibilității redresoarelor ionice, este deocamdată rămasă mult în urmă față de realizările în această direcție în sistemele cu mașini electrice amplificatoare.

Astfel, în prezent se pot menționa următoarele direcții de perspectivă în dezvoltarea sistemelor de automatizare cu mașini electrice ce utilizează mașini electrice amplificatoare.

În sistemele de acționare reglabilă cu stabilizare precisă a vitezei și în special cu ajutorul elementelor de reglaj discrete cu perspectivă ca și mai înainte sistemele de putere cu mașini electrice amplificatoare.

În sistemele cu urmărire cu acțiune discretă în afara acționării pas cu pas pentru urmărirea preciziei de funcționare au perspectivă și acționările de putere cu mașini electrice amplificatoare.

În sistemele de acționare automatizată cu dispozitive funcționale, pentru obținerea unor caracteristici statice speciale și în sistemele cu programare dinamică, pe lîngă instalații de putere cu mașini electrice are perspectivă și utilizarea sistemelor de putere cu redresoare ionice. Aceste sisteme în viitorii ani vor concura iar sistemele cu mașini vor rămîne probabil în acele acționări unde utilizarea redresoarelor ionice este nerațională din considerente de exploatare.

**Datele tehnice ale unor maşini**

| Tipul | Amplificator | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Date nominale (la ieşire ) | | | | | Numărul de înfăşurări | Înfăşurările | | |
| | | | | | | | Puterea nominală a unei înfăşurări pentru | | |
| | Tensiunea, V | Puterea, kW | Curentul, A | Viteza, rot/min | Curentul de scurt-circuit, A | | Înfăşurări II, W | Înfăşurări III, W | Înfăşurări IV, W |
| ЭМУ-12-А | 60<br>115 | 1,0<br>1,2 | 16,7<br>10,4 | 2 900 | 6,7<br>4,2 | 2—4 | 0,45 | 0,7 | 0,9 |
| ЭМУ-12-П | 60<br>115<br>115<br>115 | 1,0<br>1,0<br>1,2<br>1,5 | 16,7<br>8,7<br>10,4<br>13,0 | 2 850<br>4 000 | 6,7<br>4<br>4,2<br>5,2 | 2—4 | 0,45 | 0,7 | 0,9 |
| ЭМУ-25 | 115<br>230<br>115<br>230 | 1,2<br>1,2<br>2,5<br>2,5 | 10,4<br>5,2<br>21,7<br>10,9 | —<br>1 440<br>—<br>2 925 | 3,2<br>1,6<br>6,5<br>3,3 | 2—4 | 0,5 | 0,75 | 0,9 |
| ЭМУ-50 | 115<br>230<br>230 | 2,2<br>2,2<br>4,5 | 19,1<br>9,6<br>19,6 | 1 440<br>—<br>2 935 | 5,7<br>2,9<br>5,9 | 2—4 | 0,5 | 0,75 | 0,9 |
| ЭМУ-70 | 115<br>230<br>230 | 3,5<br>3,5<br>7,0 | 30,4<br>15,2<br>30,4 | —<br>1 450<br>2 900 | 7,6<br>3,8<br>7,6 | 2—4 | 0,5 | 0,75 | 0,9 |
| ЭМУ-100 | 115<br>230<br>230 | 5,0<br>5,0<br>10 | 43,5<br>21,7<br>43,5 | —<br>1 450<br>2 900 | 10,9<br>5,4<br>10,9 | 2—4 | 0,5 | 0,75 | 0,9 |
| ЭМУ-110 | 230 | 11 | 47,8 | 1 450 | 9,6 | 2—4 | 0,5 | 0,75 | 0,9 |

Observaţie $I_{cn}=\sqrt{\frac{P_{ci}}{R_c}}+10\%$

...electrice amplificatoare

| ...de comandă | | | Datele nominale ale motorului de acţionare înglobat | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Raportul dintre curentul de comandă admisibil durată şi cel nominal pentru | | | | | | | | | | |
| Înfăşurări II, W | Înfăşurări III, W | Înfăşurări IV, W | Felul curentului | Tensiunea, V | Schema de conectare a înfăşurărilor statorului | Puterea absorbită kW | Curentul, A | Cos, φ | $I/I_n$ la motorul trifazat | Randamentul generatorului, % |
| 9 | 7 | 5 | Trifazat | 127/220<br>220/380<br>127/220<br>220/380 | Δ<br>Y | 1,65<br><br>1,9 | 9,2, 5,3<br>5,3/3,1<br>10,5/6<br>6/3,5 | 0,82<br><br>0,83 | 6,7<br><br>6 | 60<br><br>63 |
| 9 | 7 | 5 | Continuu | 110<br>220<br>110<br>220<br>110<br>110 | —<br><br>— | 1,7<br><br>2,06<br>2,4 | 15,5<br>7,7<br>15,5<br>7,7<br>18 6<br>21,8 | —<br><br>— | —<br><br>— | 59<br><br>60<br>62 |
| 9 | 7 | 5 | — | — | — | — | — | — | — | 68<br>74 |
| 9 | 7 | 5 | — | — | — | — | - | — | — | 78<br>80 |
| 9 | 7 | 5 | — | — | — | — | — | — | — | 78<br>80 |
| 9 | 7 | 5 | — | — | — | — | — | — | — | 81<br>84 |
| 9 | 7 | 5 | — | — | — | — | — | — | — | 82 |

## Completurile înfăşurărilor de comandă

| Tipul | Numărul completului înfăşurărilor de comandă | Numărul înfăşurărilor de comandă | Datele principale | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | I înfăşurare | | | | II înfă | |
| | | | Numărul de spire al înfăşurării | Rezistenţa înfăşurării la 20°C, Ω | Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA | Numărul de spire al înfăşurării | Rezistenţa înfăşurării la 20°C |
| ЭМУ-12-А şi ЭМУ-12-П | 12-2-А | 2 | 2 900 | 1 030 | 22 | 190 | 2 900 | 1 030 |
| | 12-2-Б | 2 | 4 600 | 2 200 | 14 | 130 | 4 600 | 2 200 |
| | 12-2-В | 2 | 4 800 | 2 600 | 13 | 117 | 4 800 | 2 600 |
| | 12-3-Г | 3 | 3 000 | 1 550 | 21 | 145 | 3 000 | 1 550 |
| | 12-3-Д | 3 | 2 350 | 1 340 | 27 | 135 | 2 350 | 1 340 |
| | 12-3-Е | 3 | 500 | 161 | 170 | 200 | 370 | 84 |
| | 12-3-Ж | 3 | 900 | 155 | 70 | 350 | 900 | 155 |
| | 12-4-З | 4 | 675 | 184 | 94 | 240 | 900 | 155 |
| ЭМУ-25 | 25-2-А | 2 | 3 400 | 985 | 22 | 200 | 3 400 | 985 |
| | 25-2-Б | 2 | 4 300 | 1 500 | 17 | 155 | 4 360 | 1 500 |
| | 25-2-В | 2 | 6 600 | 3 310 | 11,5 | 105 | 6 600 | 3 310 |
| | 25-2-Г | 2 | 8 000 | 5 000 | 9,5 | 85 | 8 000 | 5 000 |
| | 25-3-Д | 3 | 2 600 | 1 065 | 28,5 | 150 | 2 600 | 1 065 |
| | 25-4-Е | 4 | 500 | 37,2 | 145 | 720 | 330 | 18,5 |
| | 25-4-Ж | 4 | 1 300 | 340 | 56 | 225 | 330 | 18,5 |
| | 25-4-З | 4 | 3 200 | 1 820 | 23 | 115 | 330 | 18,5 |
| | 25-4-И | 4 | 400 | 21,7 | 180 | 950 | 2 800 | 1 500 |
| | 25-4-К | 4 | 5 000 | 2 920 | 14,5 | 85 | 500 | 131 |
| | 25-4-Л | 4 | 1 300 | 340 | 56 | 225 | 330 | 18,5 |
| | 25-4-М | 4 | 3 600 | 1 835 | 20 | 100 | 3 600 | 2 165 |
| | 25-4-Н | 4 | 18 | 0,04 | 4 000 | 20 000 | 500 | 44,1 |
| ЭМУ-50 | 50-2-А | 2 | 3 420 | 1 000 | 22 | 200 | 3420 | 1 000 |
| | 50-2-Б | 2 | 3 720 | 1 500 | 13,5 | 175 | 3720 | 1 500 |
| | 50-2-В | 2 | 6 600 | 3 920 | 11,5 | 105 | 6600 | 3 920 |
| | 50-4-Г | 4 | 380 | 24,8 | 190 | 950 | 220 | 9,15 |
| | 50-4-Д | 4 | 3 200 | 2 200 | 23 | 115 | 220 | 9,15 |
| | 50-4-Е | 5 | 5 000 | 3 540 | 14,5 | 85 | 5000 | 3 540 |
| | 50-4-Ж | 4 | 2 800 | 1 540 | 26 | 120 | 2800 | 1 770 |
| | 50-4-З | 4 | 1 710 | 465 | 44 | 220 | 1710 | 535 |
| | 50-4-И | 4 | 2 750 | 1 500 | 27 | 120 | 2300 | 1 000 |
| | 50-4-К | 4 | 2 750 | 1 500 | 27 | 120 | 1260 | 300 |
| | 50-4-Л | 4 | 1 300 | 410 | 56 | 225 | 330 | 21,6 |
| | 50-4-М | 4 | 380 | 24,8 | 190 | 950 | 15 | 0,04 |

**ale unor maşini amplificatoare**

| ale înfăşurărilor | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| şurare | | III înfăşurare | | | | IV înfăşurare | | | |
| Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA | Numărul de spire al înfăşurării | Rezistenţa înfăşurării la 20°C | Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA | Numărul de spire al înfăşurării | Rezistenţa înfăşurării la 20°C, Ω | Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA |
| 22 | 190 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 14 | 130 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 13 | 117 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 21 | 145 | 3 000 | 1 345 | 21 | 145 | — | — | — | — |
| 27 | 135 | 460 | 34,2 | 140 | 820 | — | — | — | — |
| 170 | 280 | 740 | 72 | 85 | 600 | — | — | — | — |
| 70 | 350 | 1 350 | 367 | 47 | 240 | — | — | — | — |
| 70 | 350 | 675 | 184 | 94 | 240 | 900 | 155 | 70 | 350 |
| 22 | 200 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 17 | 155 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 11,5 | 105 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 9,5 | 85 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 28,5 | 150 | 2 600 | 950 | 28,5 | 200 | — | — | — | — |
| 220 | 1 100 | 330 | 15,6 | 220 | 1 100 | 330 | 18,5 | 220 | 1 100 |
| 220 | 1 100 | 1 300 | 340 | 56 | 225 | 1 300 | 402 | 56 | 225 |
| 220 | 1 100 | 3 200 | 1 820 | 23 | 115 | 1 200 | 792 | 61 | 120 |
| 26 | 120 | 400 | 21,7 | 180 | 950 | 2 800 | 1 600 | 26 | 120 |
| 145 | 500 | 5 000 | 2 920 | 14,5 | 85 | 1 500 | 1 000 | 19 | 115 |
| 220 | 1 100 | 330 | 15,6 | 220 | 1 100 | 330 | 18,5 | 220 | 1 100 |
| 20 | 100 | 3 600 | 1 835 | 20 | 100 | 3 600 | 2 165 | 20 | 100 |
| 145 | 720 | 18 | 0,04 | 4 000 | 20 000 | 500 | 44,1 | 145 | 720 |
| 22 | 200 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 19,5 | 175 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 11,5 | 105 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 330 | 1 650 | 220 | 7,95 | 330 | 1 650 | 220 | 9,15 | 330 | 1 650 |
| 330 | 1 650 | 3 200 | 2 200 | 23 | 115 | 1 200 | 930 | 61 | 120 |
| 14,5 | 85 | 100 | 4,16 | 730 | 2 000 | 500 | 44,7 | 145 | 720 |
| 26 | 120 | 2 800 | 1 540 | 26 | 120 | 2 800 | 1 770 | 26 | 120 |
| 44 | 220 | 1 710 | 465 | 44 | 220 | 1 710 | 535 | 44 | 220 |
| 32 | 160 | 2 750 | 1 500 | 27 | 120 | 2 300 | 1 000 | 32 | 160 |
| 58 | 290 | 2 750 | 1 500 | 27 | 120 | 400 | 30 | 180 | 900 |
| 220 | 1 100 | 1 300 | 410 | 56 | 225 | 1 300 | 470 | 56 | 225 |
| 4 800 | 24 000 | 15 | 0,04 | 4 800 | 24 000 | 15 | 0,04 | 4 800 | 24 000 |

**Completeturile înfășurărilor de comandă**

| Tipul | Numărul completului înfășurărilor de comandă | Numărul înfășurărilor de comandă | Datele principale | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | I înfășurare | | | | II înfă | |
| | | | Numărul de spire al înfășurării | Rezistența înfășurării la 20°C, Ω | Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA | Numărul de spire al înfășurării | Rezistența înfășurării la 20°C |
| ЭМУ-7 | 70-2-А | 2 | 3 600 | 1 000 | 22 | 200 | 3 600 | 1 000 |
| | 70-2-Б | 2 | 4 000 | 1 500 | 20 | 180 | 4 000 | 1 500 |
| | 70-4-В | 4 | 3 600 | 1 950 | 22 | 120 | 2 000 | 800 |
| ЭМУ-100 | 100-2-А | 2 | 3 200 | 1 000 | 23 | 210 | 3 200 | 1 000 |
| | 100-4-Б | 4 | 230 | 8,16 | 320 | 1 600 | 460 | 37,2 |
| | 100-4-В | 4 | 230 | 8,16 | 320 | 1 600 | 3 000 | 2 100 |
| | 100-4-Г | 4 | 230 | 8,16 | 320 | 1 600 | 460 | 37,2 |
| ЭМУ-110 | 110-4-А | 4 | 230 | 4,9 | 400 | 2 000 | 460 | 22,4 |
| | 110-4-Б | 4 | 1 700 | 317 | 54 | 270 | 1 700 | 362 |
| | 110-4-В | 4 | 230 | 4,9 | 400 | 2 000 | 230 | 5,6 |

O b s e r v a ț i a. 1. Toleranța la rezistențe +15%. 2. Toleranța la curentul nomi

**Dimensiunile de**

| Tipul | Dimensiuni, | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $B_1$ | $B_3$ | $B_4$ | $B_5$ | $b$ | $b_1$ | $C_2$ | $C_{11}$ | $C$ | $d_1$ | $d$ | $d_4$ | $d_8$ |
| ЭМУ-12-А | — | — | — | — | — | — | — | 345 | — | — | — | — | 26 |
| ЭМУ-12-П | — | — | — | — | — | — | — | 324 | — | — | — | — | |
| ЭМУ-25 | 290 | 70 | 250 | 150 | 8 | —<br>8 | 115 | -- | 125 | —<br>25 | 25 | 15 | |
| ЭМУ-50 | 290 | 70 | 250 | 150 | 8 | --<br>--<br>8 | 115 | -- | 125 | --<br>--<br>25 | 25 | 15 | 26 |
| ЭМУ-70 | 360 | 80 | 290 | 187 | 10 | —<br>—<br>8 | 125 | — | 155 | —<br>—<br>—<br>30 | 35 | 19 | 26 |
| ЭМУ-100 | 360 | 80 | 290 | 187 | 10 | —<br>8 | 125 | -- | 155 | —<br>—<br>30 | 35 | 19 | 26 |
| ЭМУ-110 | 450 | 90 | 322 | 220 | 14 | —<br>14 | 160 | — | 190 | —<br>—<br>45 | 45 | 28 | 30 |

ale unor mașini amplificatoare

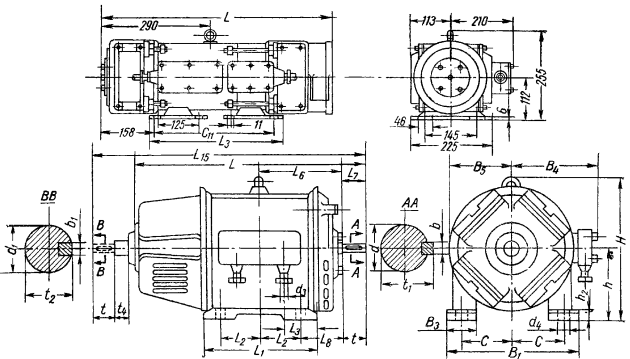
| ale înfășurărilor | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| șurare | | III înfășurare | | | | IV înfășurare | | | |
| Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA | Numărul de spire al înfășurării | Rezistența înfășurării la 20°C | Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA | Numărul de spire la înfășurării | Rezistența înfășurării la 20°C, Ω | Curentul nominal de comandă, mA | Curentul de durată admis, mA |
| 22 | 200 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 20 | 180 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 40 | 180 | 3 600 | 1 950 | 22 | 120 | 330 | 24 | 240 | 960 |
| 23 | 210 | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 160 | 800 | 230 | 8,16 | 320 | 1 600 | 460 | 37,2 | 160 | 800 |
| 25 | 120 | 230 | 8,16 | 320 | 1 600 | 3 000 | 2 100 | 25 | 120 |
| 160 | 800 | 460 | 32,6 | 160 | 800 | 460 | 37,2 | 160 | 800 |
| 200 | 1 000 | 460 | 19,6 | 200 | 1 000 | 460 | 22,4 | 200 | 1 000 |
| 54 | 270 | 1 700 | 317 | 54 | 270 | 1 700 | 362 | 54 | 270 |
| 400 | 2 000 | 230 | 4,9 | 400 | 2 000 | 460 | 22,4 | 200 | 1 000 |

nal de comandă +10%.

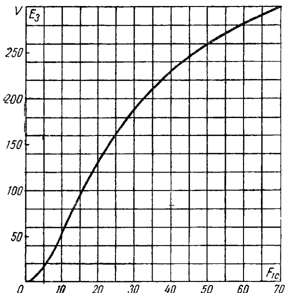
gabarit ale MEA

| mm | | | | | | | | | | | | | | Greutatea kg |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $H$ | $h$ | $h_2$ | $L$ | $L_1$ | $L_3$ | $L_6$ | $L_7$ | $L_8$ | $L_{15}$ | $l$ | $l_4$ | $t$ | $t_2$ | |
| — | — | — | 605 | — | 385 | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| — | — | — | 635 | — | 365 | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 341 | 150 | 25 | 515/— | 276 | 70 | 193 | 64 | 82 | —/586 | 60 | —/2 | 28 | —/28 | 100 |
| 341 | 150 | 25 | 589/— | 276 | 70 | 229 | 66 | 120 | —/600 | 60 | —/2 | 28 | —/28 | 125 |
| 422 | 190 | 25 | 654/— | 300 | 80 | 238 | 82 | 115 | —/750 | 80 | —/6 | 38,5 | —/33 | 195/197 |
| 422 | 190 | 25 | 714/— | 300 | 80 | 268 | 82 | 145 | —/810 | 80 | —/6 | 38,5 | —/33 | 225/227 |
| 525 | 225 | 30 | 926/— | 390 | 90 | 350 | 114 | 194 | —/1 03[illegible] | 110 | —/6 | 49 | —/49 | 380/382 |

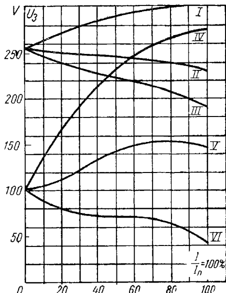
**Schița MEA din seria ЭМУ**



**Caracteristica universală de mers în gol a mașinilor electrice amplificatoare standardizate din seria ЭMY pentru $U_n$=230 V**




**Caracteristicile externe ale mașinilor electrice amplificatoare standardizate din seria ЭMY pentru $U_n$=230 V**

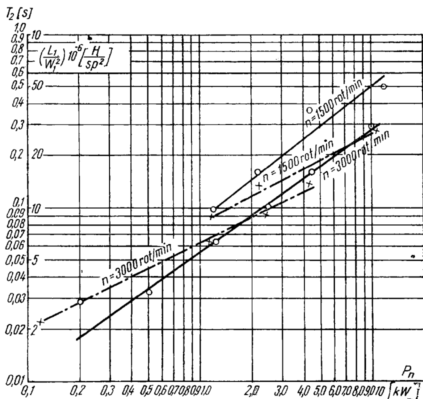



I—IV — la supracompresare ($r_ș - r_{s\,max}$),

II— V — la compresiune critică;

III÷VI — la subcompensare ($r_s - r_{ș\,min}$).

**Valorile medii ale caracteristicilor parametrilor mașinilor electrice amplificatoare din seria ЭМУ**



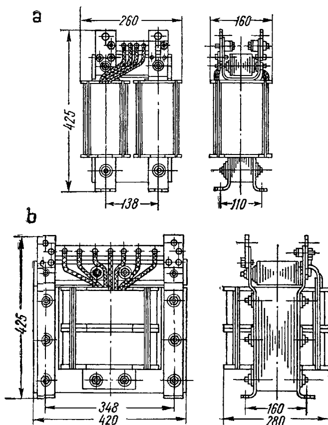

*L* — caracteristicile constantei de timp $T_2$ [s] (linie continuă); *2* — caracteristicile inductanței specifice a înfășurărilor de comandă [$H/sp^2$] (linia punctată).

*ANEXA 2*

**Datele tehnice ale transformatoarelor de stabilizare**

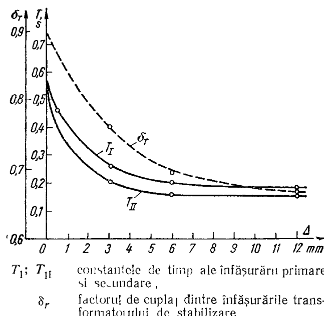
| Tipul transformatorului | TC-72-60 | TC-144-10 |
|---|---|---|
| Dimensiuni de gabarit, mm | 425×260×160 | 425×420×280 |
| Greutatea, kg | 36 | 125 |
| Numărul total de spire al înfășurării primare | 4 800 | 2 620 |
| Numărul total de spire al înfășurării secundare | 1 100 | 1 970 |
| Numărul de spire al înfășurării primare pînă la priza suplimentară | 2 970 | 1 970 |
| Numărul de spire al înfășurării secundare pînă la prize | 800 și 935 | 1 630 și 1 790 |
| Rezistența înfășurării primare la 20 °C, Ω | 232 | 48 |
| Rezistența înfășurării secundare la 20 °C, Ω | 10,3 | 27 |
| Limitele de reglaj ale inductanței înfășurării primare datorită fluxului principal, H | 95—19 | 50—12,5 |
| Limitele de reglaj ale inductanței înfășurării secundare, H | 5—1 | 28—7 |
| Limitele raportului de transformare | 6,0—1,67 | 1,61—0,662 |
| Curentul de durată admisibil în înfășurarea primară, A | 0,3 | 1,4 |
| Curentul de durată admisibilă în înfășurarea secundară, A | 1,4 | 1,8 |

## Schițele transformatoarelor de stabilizare standardizate în U.R.S.S.




*a* — tip TC-72-60, *b* — tip TC-144-10

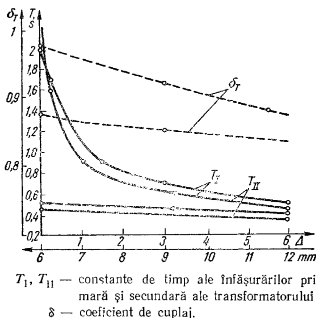
**Caracteristicile medii ale parametrilor transformatoarelor de stabilizare Tip TC-72-60**




$T_1$; $T_{11}$ constantele de timp ale înfășurării primare și secundare,

$\delta_r$ factorul de cuplaj dintre înfășurările transformatorului de stabilizare

**Caracteristicile medii ale parametrilor transformatoarelor de stabilizare de tipul TC-144-110**




$T_1$, $T_{11}$ — constante de timp ale înfășurărilor primară și secundară ale transformatorului;

$\delta$ — coeficient de cuplaj.

# BIBLIOGRAFIE


1. Андреев В П. и Сабинин Ю А., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1956.
2. Алябьев М И и Могильников В. С, Настойка компенсации электромашинных усилителей с поперечным полем сб «Электросила», № 11, 1951.
3. Архангельский В. И., Новая схема регулирования нагрузки электропривода блюминга, «Электричество», 1956, № 3.
4. Александров Ю. М., Применение электромашинного усилителя поперечного поля в системах привода как генератора тока переменной частоты, сб рабо по вопросам электромеханики, вып. 11, Госэнергоиздат, 1958.
5. Асеев Б. П, Колебательные цепи, Связьиздат, 1955
6. Барский С. З, Анализ схем электропривода с подающей характеристикой, «Электричество», 1950, № 5
7. Барский С З, Продольно-поперечное намагничивание и его проявление в электрических машинах, «Электричество», 1952, № 12
8. Башарин А В, Графический метод расчета переходных процессов в автоматизированном электроприводе, Изд. ЛГУ, 1956.
9. Башарин А. В., Учет поперечной реакции якоря и реакции коммутирующих секций в электромашинном усилителе, «Вестник электропромышленности», 1958, № 2
10. Башарин А. В, Виноградов И И, Бячков А И. и Бывалькиевич И. Б, Электропривод по системе Г—Д с электромашинным и магнитным чсилителями, «Электричество», 1958, № 11
11. Барышников В. Д, Дифференциальная обратная связь в системах автоматического регулирования с электромашинными и магнитными усилителями, Изв. ЛЭТИ, вып XXXIV, 1958
12. Бахарев С. А, Электропривод широкого диапазона с внутренними обратными связями, «Электричество», 1954, № 8
13. Бахарев С А., Статический расчет электропривода попостоянного тока, «Электричество», 1960, № 3
14. Белановский А. Я. и Менский Б. М., Автоматизированный привод с электромашинным усилителем. Воениздат, 1956
15. Березниковский С. Ф., Быстродействие и точность регулирования машин постоянного тока при помощи электромашинных усилителей с поперечным полем, сб. «Электросила», № 8, 1951
16. Березниковский С Ф, Реакция тока поперечной цепи якоря ЭМУ, «Электричество», 1956, № 12.
17. Блажкин А. Т, Электромашинное автоматическое управление приводами, Металлургиздат, 1954.
18. Бобов К. С., Переходные процессы электропривода в системе Леонарда с амплидином, «Электричество», 1947. № 4.

19. Богатырев О. М, Графоаналитический метод решения алгебраических уравнений высоких степеней, «Электричество», 1950, № 8.
20. Бонч-Бруевич А. М, Применение электровнных ламп в экспериментальной физике, Гостехиздат, 1956.
21. Борисов В. А., ЭМУ в двигательном режиме, «Электричество», 1950, № 8.
22. Будницкий А. А, Расчет оптимального сопротивления обмотки управления усилителя, «Вестник электропромышленности», 1959, № 10
23. Булгаков А. А., Частотное управление асинхронными электродвигателями, Изд. АН СССР, 1955.
24. Булгаков А. А, Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1958.
25. Васильев Д. В., Митрофанов Б. А, Рабкин Г. Л, Самохвалов Г. И., Семенкович А. А., Фатеев А. В Чичерин Н. Н, Расчет следящего привода, Судпромгиз, 1958
26 Васильев Д. В. и Чуич В Г. Расчет систем автоматического управления, Машгиз, 1959
27 Вегнер О. Г, Вопросы современной теории коммутации тока в коллекторных машинах, «Электричество», 1956, № 7
28 Велерштейн Р А. и Фельдбаум А А, Разработка при помощи электронной модели схемы системы близкой к оптимальной, «Автоматика и телемеханика», 1958, № 9
29 Власова О. Д, Егоров Б. А., Мамедов В. М, Рудаков В. В, Электромашинная тормозная установка для исследовательских работ, Изв. высших учебных заведений, «Электромеханика» 1960, № 3
30 Воронов А А, К приближенному построению кривых переходного процесса по вещественной частотной характеристике, «Автоматика и телемеханика», 1952, № 6
31 Воронов А А, Общеленинградский семинар по теории автоматического регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1955, XVI, № 3
32 Гарднер М Ф. и Дж. Л Бернс, Переходные процессы в линейных системах, Гостехиздат, 1951.
33. Горяинов Ф. А. и Салгус Г. К, Расчет магнитной цепи электромашинного усилителя, «Электричество», 1948, № 9
34. Горяинов Ф. А. и Гусев Б. Я., Днухступенчатый ЭМУ продольного поля, «Электричество» 1956, № 8
35 Димитрадзе А С., Учет нелинейности реакции якоря при построении характеристик машин постоянного тока, «Электричество» 1948, № 8
36 Диткин В. А. и Кузнецов П. И, Справочник по операционному исчислению, Гостехиздат, 1951
37 Дружинин В В и Бурдакова Ю. П, О соотношении потерь на гистерезис и вихревые токи в электротехнической стали, «Электричество», 1956, № 8
38 Дылевич Ф И. и Менделев М Е, Снижение остаточного напряжения в электромашинных усилителя, «Вестник электропромышленности», 1956, № 7
39. Ефанов А. Г., Гуткин Б. М. и Рейнгольд Ю. Р., Применение магнитных усилителей в электропроприводе, «Электричество», 1956, № 2
40. Ефанов А. Г., Рейнгольд Ю. Р., Электропривод мощных экскаваторов, «Электричество», 1956, № 4.

41. Живов Л Г., Расчет регулировочных сопротивлений системы Г—Д привода шахтной подъемной машины, «Электричество», 1953, № 9.
42. Завалишин Д. А., Машины постоянного тока, ОНТИ, 1938.
43 Иосифьян А Г., Общая теория амплидина, Изв АН Арм. ССР, т. IX, 1945
44. Иосифьян А. Г. и Каган Б. М, Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.
45 Ковчин С. А, Расчет параметров линейных связей по основному возмущению и регулируемой величине в комбинированных системах автоматического регулирования с ЭМУ, Труды ЛСХИ, вып. 73, 1958.
46 Кожевников Н. И., Диаграмма тока двигателя вспомогательных механизмов прокатных станов, «Электричество», 1956, № 6.
47 Костенко М. П, Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, «Электричество», 1925, № 2.
48 Костенко М П., Основные вопросы коммутации машин постоянного тока и ее экспериментального исследования, Труды ЛПИ, № 2, 1936.
49 Костенко М. П, Электрические машины, спец часть, Госэнергоиздат, 1949.
50. Кризе С. Н, Усилители низкой частоты, Воениздат, 1948
51 Круг К А., Пепеходные процессы в линейных электрических цепях, Госэнергоиздат, 1948
52. Кузовков Н. Т., Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах, Оборонгиз, 1957
53 Кулебакин В. С, Основные статические характеристики амплидин-генераторов, Изв ОТН АН СССР, № 6, 1946
54 Кулебакин В. С, О работе электромашинных усилителей продольно-поперечного поля в режиме двигателя, Изв ОТН АН СССР, № 1, 1950.
55 Кулебакин В С, Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода энергетической основы механизации производственных процессов, Изв. ОТН, «Энергетика и автоматика», № 4 1959.
56. Кутарев М И, О периодических режимах системы Г—Д с электромашинным усилителем, Изв Томского Политехнического института, 1958.
57. Левин Г. М. и Рудаков В В., Определение индуктивности якоря машин постоянного тока, «Электричество», 1940, № 7.
58. Лериер А. Я. и Фейгин В. И, Автоматическое управление электроприводами, Госэнергоиздат, 1950
59 Лурье Б. Б. и Кочененко М Д, Схема параллельной работы электромашинных усилителей с поперечным полем, «Электричество», 1954, № 2.
60 Мамедов В. М., К вопросу о влиянии неравномерности воздушного зазора на свойства и характеристики ЭМУ продольного поля, «Вестник электропромышленности», 1959, № 11
61. Моносзон Н А, Некоторые особенности теории и проектирования электромашинного усилителя, «Электричество», 1948, № 9.
62. Моносзон Н. А, Электромашинный усилитель и принципы применения его в схемах, Изд ВМ Академии кораблестроения им Крылова, 1950.
63 Морозов Д. П., К методике составления дифференциальных уравнений для сложных схем электрического привода, Труды МЭИ, вып. XII, Госэнергоиздат, 1956.

64. Морозов Д. П. и Борцов Ю. А, Обобщенная методика исследования переходных процессов в схемах электропривода, «Электричество», 1957, № 7.
65. Морозов Д. П. и Борцов Ю. А., Моделирование переходных процессов в сложных схемах электропривода, Труды МЭИ, вып. XXIX, Госэнергоиздат, 1957.
66. Михайлов А. В., Метод гармонического анализа в теории регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1938, № 3.
67. Основы электрооборудования самолетов и автомашин, под ред. Ларионова А. Н., Госэнергоиздат, 1955.
68. Основы автоматического регулироваиия, под ред Солодовникова В В, Машгиз, 1954.
69. Петров Г. Н., Электрические машины, ч II, Госэнергоиздат, 1947
70. Попов В. К., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1953.
71. Попов О В, Выбор параметров схем автоматического управления с ЭМУ поперечного поля, Изв ОТН, «Энергетика и автоматика», 1959, № 5.
72 Проектирование электрических машин, под ред. Сергеева П. С., Госэнергоиздат, 1956.
73 Пясецкий С Р., Электромашинный регулятор с критическим самовозбуждением, «Электричество», 1949, № 8.
74 Работы Министерства электротехнической промышленности СССР по механизации и автоматизации народного хозяйства, ч. 1—3, изд. ЦБТИ МЭП, 1956.
75 Рабинович Л. В., Электроавтоматика авиационных электромеханических установок, Оборонгиз, 1957.
76 Радин В И, Реакция коммутационных токов ЭМУ поперечного поля, «Электричество», 1957, № 9
77 Рашковский Л., Новый способ регулирования динамомашины с поперечным полем для осевого освещения поездов, Изв. ГЭТ, 1927, № 4.
78 Рейнгольд Ю. Р, К методике экспериментального исследования динамических свойств автоматизированного электропривода, «Электричество», 1954, № 10
79. Рейнгольд Ю. Р, Устойчивость электромашинного усилителя с отрицательной гибкой обратной связью, «Электричество», 1957, № 2.
80 Розенблат М А, Магнитные усилители. Изд. «Советское радио», 1956
81. Романов М. И, Теория работы амплидина и области ето примененияа «Электричество», 1944, № 11—12.
82. Романов М. И. и Невраев В. Ю., Графоаналитический метод расчета ЭМУ с поперечным полем, «Устройства и элементы теории автоматики и телемеханики» Машгиз, 1952.
83 Рудаков В. В., Форсирование пусковых процессов привода по схеме Г—Д постоянного тока, «Электричество», 1951, № 9.
84. Рудаков В. В., Характеристики ЭМУ с поперечным полем, «Вестник электропромышленности», 1952, № 10.
85. Рудаков В В., Влияние сдвига щеток поперечной цепи на переходный процесс электромашинного усилителя, «Электричество», 1952, № 11.
86. Рудаков В. В, Компанеец В. Я., Прозоров В. А., Меркучев Д А., Электрические машины и автотракторное электрооборудование, Сельхозгиз, 1957.

87. Рудаков В. В. и Устюжанин Г. А., Электронный усилитель с множительным устройством для систем следящего привода, изд. ВИНИТИ, 1958, № П-58-69/7.
88 Рудаков В. В., Применение частотного метода для исследования систем с задержанными обратными связями, Изв. высших учебных заведений, «Энергетика», 1959, № 4.
89 Рудаков В. В, Мамедов В. М, Егоров Б. А. и Власова О. Д, Электродинамическая модель для исследования систем автоматики электроприводов, «Вестник электропромышленности», 1960, № 9
90 Сабинин Ю. А, Амплидин и его применение, «Электричество», 1940, № 11.
91 Сей М., Электромашинные усилители, Госэнергоиздат, 1959
92 Синицын О. А., Из опыта наладки электропривода с амплидином, «Вестник электропромышленности», 1946, № 7—8
93 Синицын О. А, Оптимально возможные переходные процессы в схеме с питанием цепей возбуждения от ЭМУ с поперечным полем, Труды научно-технической сессии по электроприводу, Госэнергоиздат, 1951.
94. Сиротин А. А, Автоматическое управление электроприводами, Госэнергоиздат, 1959.
95. Слежановский О. В., Анализ системы управления блюмингом при помощи статических характеристик, «Электричество», 1953, № 3.
96. Слежановский О. В., Оптимальное изменение основных параметров и рациональная структура систем управления электроприводами, «Электричество», 1959, № 4
97. Соколов Т. Н., Электромеханические системы автоматического управления, Госэнергоиздат, 1952
98 Солодовников В. В, О применении трапецеидальных частотных характеристик к анализу качества систем автоматического регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1949, № 5
99. Солодовников В. В., Топчеев Ю. И. и Крутикова Г. В, Частотный метод построения переходных процессов с приложением таблиц и номограмм, Гостехиздат, 1955.
100 Сотсков Б С, Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, Госэнергоиздат, 1950
101. Сторм Г. Ф, Магнитные усилители, Изд. иностр. лит. 1957.
102. Трапезников В. А, Расчет машины Розенберга и построение ее характеристик, ВЭТЭ, 1929, № 1 и 5
103 Трещев И. И., Исследование машин переменного тока при переменной скорости вращения, «Электричество», 1957, № 2.
104 Труды второго Всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, тт. I, II, III, Изд АН СССР, 1955.
105. Фатеев А. В, Основы линейной теории автоматического регулирования, Госэнергоиздат, 1954.
106. Фетисов В. В, Переходное падение напряжения и потери под щетками в машине постоянного тока при расстроенной коммутации, «Электричество», 1953, № 8.
107. Фейгин В И, Электромашинные усилители в прокатных цехах, Металлургиздат, 1957.
108. Харкевич А. А., Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике, Гостехиздат, 1956.

109. Челюсткин А. Б. и Розенман Е. А., Автоматическое управление прокатными станами, Госчерметиздат, 1955.
110. Чиликин М. Г., Общий курс электропривода, Госэнергоиздат, 1960.
111. Чуич В. Г., Настройка статических систем авторегулирования, «Электричество», 1956, № 9.
112. Шиниберoз Л. П., О передаточной функции электромашинного усилителя с поперечным полем, «Электричество», 1956, № 10.
113. Шильдинер Л. М, Определение индуктивности по осциллограмме включения или выключения постоянного тока, «Электричество», 1948, № 11.
114. Электромашинные усилители типа ЭМУ, «Вестник электропромышленности», 1956, № 11.
115. Эпштейн Я С., Переходные процесы в амплидине, «Вестник электропромышленности», 1945, № 1—2
116. Эпштейн Я. С, Особенности проектирования амплидина, «Электричество», 1945 № 12.
117. Эттингер Е. Л. и Рейнгольд Ю. Р, Экспериментальное исследование динамических свойств электромашинного усилителя и определение его параметров, «Электричество», 1956, № 3.
118 Юдицкий С Б, Коммутация машин постоянного тока, Госэнергоиздат, 1941.
119. Якименко Н М., Электромашинный усилитель как элемент регулирующей системы, «Электричество», 1948, № 9.
120 Alexanderson E. F, Edwards M A., Browman K. H., Dinamoelectric amplifier for power control, Trans. AIEE, v 59, 1940
121 Ball K C, Cross-field generators · their basic theory and application, «Mining Electr and Mech. Eng », 1958, № 456.
122. Binney E. A, The magnavolt exciter — a rotating amplifier, «English El. Journ », 1950 № 3
123. Bower J I., Fundamentals of the amplidyne generator, Trans AIEE, v. 64, 1945
124. Budig P K, Verstärkermaschinen des Types Amplidyne, «Deutsche Elektrotechnik», 1958, № 3
125 Graybeal T. D, Steady-state theory of the amplidyne generator, Trans AIEE, v 61, 1942
126 Gleichstromdynamomaschinen mit einem in einer Hilfswicklung fliessenden Wechselstrome zur Beseitigung des remanenten Magnetismus, Patent F. Krupp Akt. Ges, 1910, № 248346
127. Griffin Y, The magnicon, «El. Times», 3101, 1951
Griffin Y, The magnicon, «El Times», 3102, 1952.
128 Haier, Die Dynamik der Querfeldverstärkermaschine, «Arch für Elektrotechnik», 1953, № 3
129 Kübler, Gleichstromverstärkermaschinen und Gleichstrom-Regelmaschinen (Amplidyne, Rototrol), ETZ, 1952, № 7
130 Liwschitz M M., The multistage rototrol, Trans AIEE, v 66, 1947.
131. Litman B, An analysis of rotating amplifiers, Trans AIEE, v. 68, 1949.
132. Loocke G., Elektrische Maschinenverstärker, Springer-Verlag, 1958.

133. M a l h o t r a B. B, Transient response of cross-field maschines and application as automatic voltage regulator for alternators of bigger capacity «Sci and Engineering», 1958, № 3

134 P a s z e k W., Projektowanie wzmacniaczy maszynowych z polem poprzecznym, «Arch automat., telemech.», 1957, № 3—4.

135. S e q u e n z H, Verstärkermaschinen (Amplidyne, Magnicon, Rototrol), E u. M, 1952, № 17.

136. S u c h a n e k V, Linearisovany amplidun, «Electrotechn, obzor», 1956, № 6.

137 V a l l i n i A., L'amplidinamo, come generetrice di corrente alternata a bassa frequenza, «L'energia elettrica», 1953, Giugno

138 M o r a r u A., Amplidina, Editura Academiei R.P R., București, 1962. *

# TABLA DE MATERII

Redactor responsabil: Ing ZAMFIRESCU PAUL
Tehnoredactor: NEGREANU BETTY

*Dat la cules 24.07.1963 Bun de tipar 12.12.1963. Apărut 1963 Tiraj 3000+110 broșate Hîrtie semivelină de 63 g/m², 610×860/16 Coli editoriale 19,16 Coli de tipar 21,25 A. 9286/1963. C.Z. pentru bibliotecile mari 621,313. C.Z. pentru bibliotecile mici 621*

Tiparul executat sub comanda nr 4460 la Întreprinderea Poligrafică Banat Timișoara, str Tipografilor nr. 7. — R.P.R.





E D I T U R A   T E H N I C Ă

Lei 14.–